

THÈSE

présentée

A LA FACULTÉ DES SCIENCES DE L'UNIVERSITÉ DE LYON

pour obtenir

LE TITRE DE DOCTEUR DE SPÉCIALITÉ (3^e CYCLE)
DE PHYSIQUE (ÉLECTRONIQUE SUPÉRIEURE)

PAR

Richard BERLAND

Ingénieur I. N. S. A.
Licencié ès-sciences

**Etude et réalisation de dispositifs
pour échantillonnage à largeur variable**

Soutenue le 7 Juillet 1965, devant la Commission d'Examen.

MM. R. BERNARD

Président

G. MESNARD

R. ARNAL

} Examinateurs

LYON

Imprimerie BOSC Frères
42, quai Gailleton, 42

1965



Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41553416_0054

THÈSE

présentée

A LA FACULTÉ DES SCIENCES DE L'UNIVERSITÉ DE LYON

pour obtenir

LE TITRE DE DOCTEUR DE SPÉCIALITÉ (3^e CYCLE)
DE PHYSIQUE (ÉLECTRONIQUE SUPÉRIEURE)

PAR

Richard BERLAND

Ingénieur I. N. S. A.
Licencié ès-sciences

Etude et réalisation de dispositifs pour échantillonnage à largeur variable

Soutenue le 7 Juillet 1965, devant la Commission d'Examen.

MM. R. BERNARD

Président

G. MESNARD

R. ARNAL

}
Examineurs

LYON

Imprimerie BOSC Frères
42, quai Gailleton, 42

1965



Doyens honoraires

MM. LONGCHAMBON, MOUSSA, GAUTHIER Henri

Professeurs honoraires

MM. LOCQUIN, de LARAMBERGUE, SOLLAUD, MENTZER, MOUSSA, JAFFARD, EYRAUD Henri, DESJARDIN, VIRET

Doyen

M. BRACONNIER

Assesseurs

MM. MESNARD
BOIDIN

Professeurs

MM. LONGCHAMBON	Minéralogie
PRETTE	Chimie industrielle
COURTY	Chimie-Physique
KUHNER	Botanique
MALECOT	Mécanique rationnelle et appliquée
PARIS	Chimie minérale
AUMERAS	Chimie générale II
COLONGE	Chimie organique
JANIN	Physique générale
FLANDRIN	Géologie appliquée
BERNARD	Physique industrielle
DUFAY Jean	Astronomie
NIGON	Zoologie expérimentale
GAUTHIER Henri	Géologie générale
WAUTIER	Zoologie
CHOPIN	Chimie biologique
CUEILLERON	Chimie
BRACONNIER	Calcul différentiel et intégral
EYRAUD Charles	Chimie-Physique appliquée
SARAZIN	Physique nucléaire
BOIDIN	Microbiologie et Mycologie
PERES	Physiologie
MESNARD	Electronique
GRANDMONTAGNE	Physique
BOUTILLIER	Minéralogie
LAFOUCRIERE	Physique nucléaire théorique
DREUX	Chimie organique
TEICHNER	Chimie industrielle
PAVANS de CECCATTY	Zoologie
MERLIN	Chimie analytique
DUFAY Maurice	Physique de l'Atmosphère
PHILBERT	Physique nucléaire
COHEN-ADAD	Chimie

DAVID Louis
 CHANEL
 MAURY
 DEPRAZ
 GAUTHIER Jean
 GAUME

Géologie générale
 Psychophysiologie
 Méthodes Mathématiques de la Physique
 Physique Nucléaire
 Chimie
 Physique expérimentale

Professeurs sans chaire

MM.	PERROT	Mathématiques
	LAFORGUE	Physique
	LEGAY	Zoologie expérimentale S.P.C.N.
	UZAN	Physique S.P.C.N.
	CHENEVOY	Géologie appliquée
	GINET	Zoologie
	ASCH	Physique
	MICHEL Pierre	Minéralogie
	DUCKET	Biologie végétale
Mle	MAITROT	Physique
	GEVIN	Géologie générale
	PONASSE	Mathématiques
	d'INCAN	Physique
	LEFEBVRE	Mathématiques
	PERNET	Mathématiques
	CHERY	Physique
	BERGEON	Physique C.S.U.
Mle	GAUTHIERON	Chimie Biologique
	DESCOTES	Chimie organique
	ERBIA	Physique
Mme	ERISCON	Physique générale
	LEMOIGNE	Botanique

Maîtres de Conférences

MM.	MARTEL	Mécanique
	MATHIEU	Mécanique des fluides
	PICARD Philippe	Mathématiques
	DEMARCO	Géologie générale
	MICHEL Georges	Biochimie
	LEBRETON	Biologie végétale
	DAVID Jean	Biologie animale
	TOUSSET	Chimie propédeutique
	FEUVRAIS	Physique Electricité
	PICARD Claude	Mathématiques
	SCHMITT	Physique M.P.C.
	LAURENT	Chimie organique
	ROT	Mathématiques
	BERTHOUX	Mathématiques T.M.P.
Mle	CALAI	Mathématiques
	GUSAKOW	Physique
Mle	THOMAS	Chimie minérale

Maître de Conférences adjoint

M. PIERRON

Chimie

Conseiller administratif

M. BURNET

Secrétaire Principal honoraire

M. ROUX

Ce travail a été effectué au Laboratoire du Département de Physique de l'INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUEES de Lyon.

Que Monsieur le Professeur R. BERNARD, Directeur de ce Département, trouve ici l'expression de notre gratitude pour avoir bien voulu présider la Commission d'Examen.

Nous remercions vivement Monsieur le Professeur G. MESNARD, qui dirige le Laboratoire d'Electronique et de Physique du Solide de la Faculté des Sciences de Lyon, d'avoir accepté de participer à cette Commission.

Nous sommes particulièrement heureux d'exprimer notre reconnaissance à Monsieur le Professeur R. ARNAL qui a donné l'idée de ce travail et nous a soutenu tout au long de sa réalisation.

Enfin, nous tenons à faire part ici de nos remerciements à tous nos camarades de laboratoire, pour le climat sympathique qu'ils ont su créer ; à ceux qui n'ont apporté une aide plus directe, MM. R. BORCHI, L. FRECON et J. PIGNERET ainsi qu'au personnel administratif et technique notamment Mme C. LE YOANC et M. R. BALLY.

. INTRODUCTION

- 0 - 0 -

La technique de l'échantillonnage peut être définie comme faisant correspondre à une fonction du temps la suite des valeurs discrètes qu'elle prend à des instants $t_1, t_2, \dots, t_n$, répartis sur l'axe des temps de façon périodique ou non

Procédé d'analyse mathématique, l'échantillonnage périodique introduit de grandes simplifications dans le traitement d'un signal à bande limitée, en permettant, dans les limites indiquées par Shannon, son remplacement sans perte d'information par une suite d'"échantillons". Il existe alors une valeur minimum de la fréquence d'échantillonnage, et la reconstitution du signal à un instant donné ne pourra se faire que dans la mesure où seront connues, à cet instant, les valeurs futures de la fonction échantillonnée ; une telle condition n'est approchée dans la pratique que par stockage.

L'échantillonnage se présente de façon toute différente lorsqu'on l'applique à l'étude des propriétés statistiques de fonctions du temps aléatoires stationnaires, dont les tensions de bruit constituent l'exemple le plus immédiat ; il rend alors possible la détermination expérimentale de la densité de probabilité à une dimension $p(x)$ de ces fonctions. La connaissance de cette grandeur permet notamment (1) :

- la détermination des seuils dans les problèmes de détection
- celle des moments d'ordre supérieur à 1 (expérimentalement difficile)
- l'identification éventuelle avec des distributions connues, ce qui fournit une vérification d'hypothèses physiques sur l'origine du signal analysé.

L'échantillonnage est également utilisé lorsqu'on se propose l'amélioration du rapport signal sur bruit de signaux répétitifs par le procédé d'intégration numérique.

Afin de procéder à de telles expérimentations, nous avons réalisé deux échantillonneurs de caractéristiques différentes, en ce qui concerne la largeur des échantillons et l'étendue spectrale des signaux à traiter.

CHAPITRE I

DETERMINATION EXPERIMENTALE DE LA DENSITE DE PROBABILITE A
UNE DIMENSION D'UNE FONCTION ALEATOIRE STATIONNAIRE

La méthode exposée ci-après a fait l'objet d'un travail important de Monsieur PICINBONO (1) consacré aux tensions de bruit de fond. Elle s'applique à des fonctions $X(t)$ aléatoires, c'est-à-dire dont le résultat dépend d'une "épreuve" et possédant un caractère stationnaire :

- au sens strict si le traitement que subissent ultérieurement les échantillons nécessite la conservation des moments d'ordre élevé
- au second ordre si l'on ne se préoccupe que de la moyenne et de la variance. (Nous adoptons ici les définitions publiées en (2)).

Soit alors une telle fonction $X(t)$, que l'on suppose posséder des propriétés d'ergodicité suffisantes pour que la distribution des valeurs $X(t_0)$ à $t = t_0$ sur un ensemble d'épreuves, soit la même que celle de ses valeurs $X(t_1) X(t_2) \dots X(t_i)$ sur une épreuve particulière, pour $t \rightarrow \infty$. C'est généralement le cas dans la pratique. Sur N valeurs $X(t_i)$ considérées, soit $n \ll N$ le nombre de celles-ci telles que :

$$X(t_i) \in]x, x + \Delta x] \quad (\text{fig. 1})$$

$$\text{et soit } P = \int_x^{x + \Delta x} p(x) dx$$

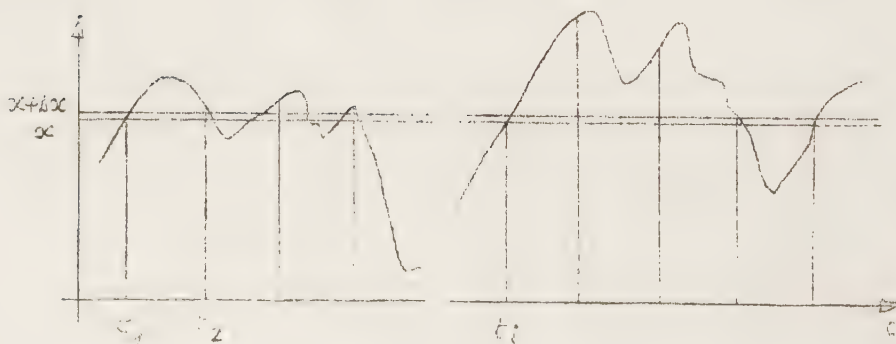


Fig. 1

Si $Y(t)$ est une fonction auxiliaire telle que l'on ait :

$$Y(t) = 1 - P \quad \text{pour} \quad X \in]x, x + \Delta x] \quad (n)$$

$$\text{et} \quad Y(t) = -P \quad \text{partout ailleurs} \quad (N - n)$$

On écrit immédiatement :

$$\sum Y_i = n(1 - P) - P(N - n) = n - NP$$

soit une "fréquence relative"

$$\frac{n}{N} = P + \sum \frac{Y_i}{N}$$

Calculons les moments du premier et du deuxième ordre, les valeurs

$$\begin{array}{c} 1 - P \\ -P \end{array} \quad \left| \begin{array}{c} \text{étant affectées des probabilités} \\ \end{array} \right. \quad \begin{array}{c} P \\ 1 - P \end{array}$$

$$E\left\{\frac{n}{N}\right\} = P + E\left\{\sum \frac{Y_i}{N}\right\} = P$$

(La moyenne statistique de la fréquence relative de réalisation d'un événement est égale à la probabilité de réalisation de cet événement).

$$\text{et} \quad \sigma^2\left(\frac{n}{N}\right) = E\left\{\left(\frac{n}{N} - P\right)^2\right\} = E\left\{\left(\sum \frac{Y_i}{N}\right)^2\right\} = E\left\{\frac{1}{N^2} \sum_i \sum_j Y_i Y_j\right\}$$

L'erreur en moyenne quadratique sera d'autant plus faible que les échantillons seront plus indépendants.

Si les t_i sont suffisamment éloignés pour que les $X(t_i)$ soient considérés comme tels, on obtiendra en développant :

$$\sigma^2\left(\frac{n}{N}\right) = \frac{1}{N^2} E\left\{\sum_i Y_i^2 + \sum_i \sum_{j \neq i} Y_i Y_j\right\} = \frac{1}{N^2} E\left\{\sum_i Y_i^2\right\}$$

c'est à dire une variance σ^2

$$\sigma^2\left(\frac{n}{N}\right) = \frac{1}{N} E\left\{Y_i^2\right\} = \frac{1}{N} \left\{P(1 - P)^2 + P^2(1 - P)\right\} = \frac{P(1 - P)}{N}$$

On a :

$$P = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{n}{N}$$

(La fréquence relative de réalisation d'un évènement converge vers la probabilité de réalisation de cet évènement lorsqu'on augmente à l'infini le nombre des essais indépendants).

Dans la pratique, même en présence d'une certaine corrélation, l'augmentation de N conduit à une erreur négligeable (1).

Pour déterminer une densité de probabilité $p(x)$, on est donc conduit :

- à échantillonner la fonction étudiée à des instants t_i suffisamment éloignés.

- à traiter ces échantillons dans un analyseur comportant un nombre N de canaux d'amplitude Δx ; si n est le nombre d'échantillons dans un canal donné, on aura :

$$p(x) \Delta x = \frac{n}{N}$$

d'où la fonction de répartition de la densité de probabilité avec une précision d'autant meilleure que N sera grand et Δx étroit .



Figure 2

CHAPITRE II

TECHNIQUES D'ECHANTILLONNAGE

Nous envisagerons 2 procédés : par intégration et par prise de valeur crête.

A/ Par intégration

On suppose pris un "échantillon" d'une fonction $x(t)$ (fig. 3) i - e $x(t)$ connue pour $jT < t < jT + \tau$ où τ est la largeur de l'échantillon

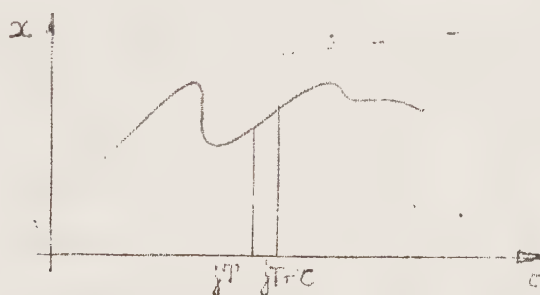


Fig. 3

Cet échantillon est ensuite intégré avec une constante de temps RC , et l'on obtiendra :

$$k \int_{jT}^{jT + \tau} x(t) dt$$

si l'intégration est correcte ($RC \gg \tau$, k constante)

Le spectre de fréquence de $x(t)$ est modifié dans l'opération.

Soit en effet une composante sinusoïdale $\xi = \xi_0 \sin \omega t$ de $x(t)$; échantillonnée puis intégrée sur τ , elle donne :

$$\begin{aligned} \xi &= k \xi_0 \int_{jT}^{jT + \tau} \sin \omega t dt \\ &= \frac{k \xi_0}{\omega} \left[-\cos \omega (jT + \tau) + \cos jT \right] = 2 k \frac{\xi_0}{\omega} \sin (\omega jT) \sin \frac{\omega \tau}{2} \end{aligned}$$

Pour ξ_0 , τ et jT donnés on aura ξ différent suivant la valeur de ω ;
aux fréquences très basses, $\sin \frac{\omega \tau}{2} \rightarrow \frac{\omega \tau}{2}$ et l'on a

$$\frac{\xi(\omega)}{\xi(0)} = \frac{\sin \frac{\omega \tau}{2}}{\frac{\omega \tau}{2}}$$

ce qui, pris en valeur absolue, se représente (3) suivant la figure 4.

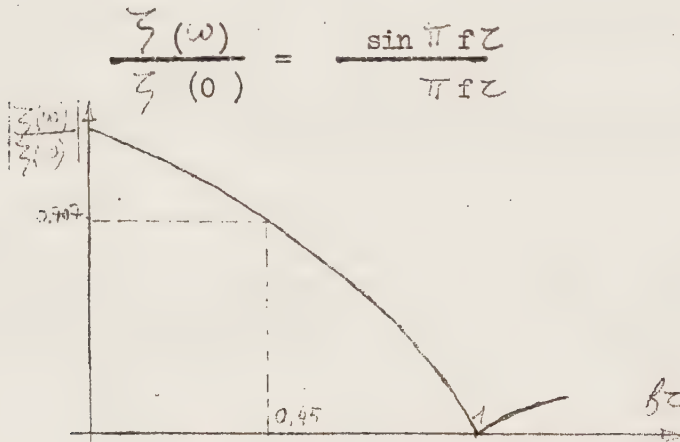


Figure 4

Si l'on considère un spectre continu, le procédé par intégration définira une bande passante f_b à - 3 db qui sera, à τ donné

$$f_b \approx \frac{0,45}{\tau}$$

On montre facilement qu'un échelon unité traité par ce procédé donne un front de largeur τ , soit de temps de montée de 10 à 90 %, $\tau' = 0,8 \tau$ (paramètre utilisé dans le pratique). C'est ainsi que les oscilloscopes à échantillonnage associent un temps de montée τ' à une bande passante de $\frac{0,35}{\tau'}$.

Pour échantillonner une fonction dont l'amplitude instantanée varie considérablement, il faudra utiliser des circuits commutant en $t \ll \tau$, afin que largeur d'échantillonnage soit constante dans toute la gamme dynamique du système.

La fréquence d'échantillonnage par contre (dans la mesure où les échantillons sont suffisamment espacés pour être considérés comme indépendants) n'aura d'influence que sur le temps nécessaire à l'obtention d'un spectre d'amplitude avec une précision donnée.

Si un bruit est superposé au signal étudié, on le retrouvera intégré dans l'expression de ξ .

B/ Par charge crête d'une capacité

Cela correspond au schéma équivalent de la figure 5.

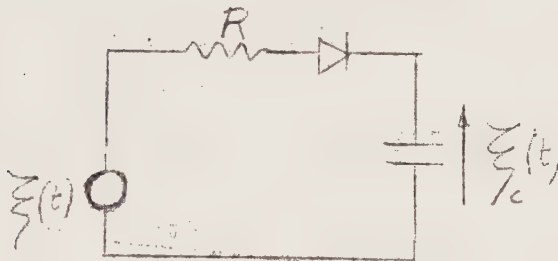


Figure 5

pour chaque composante spectrale $\xi(t)$ on obtiendra $\xi_c(p) = \frac{\xi(p)}{1 + RC p}$

et $\xi_c(t) \approx \xi(t)$ pour $RC\omega \ll 1$. Ce qui, à RC donné, limite ω .

Il est vraisemblable que cette méthode d'échantillonnage à la valeur crête altère la distribution de probabilité vraie dans certains cas, car cela revient à faire un échantillonnage idéal, mais à une fréquence de récurrence aléatoirement située entre $\frac{1}{T - \tau}$ et $\frac{1}{T + \tau}$, si T est l'intervalle de temps entre deux échantillons.

Le caractère aléatoire de cette fréquence est lié à l'incertitude sur le moment où se produit le maximum de la fonction à échantillonner, pendant l'échantillonnage.

Examinons cette question d'un autre point de vue.

Nous substituons à $P(\xi_1 < x < \xi_2)$ où $x = x(t)$ est une fonction aléatoire, le rapport :

$$\left(\frac{n(\xi_1 < x^* < \xi_2)}{N} \right)_{0 < t_j < NT}$$

où N est le nombre d'échantillons pris avec :

$$x^*_j = \max x(t_j) \text{ pour } jT \leq t_j \leq (j+1)T$$

et $0 \leq j < N$

Ceci revient évidemment à surestimer la valeur moyenne, cette méthode avantageant les grandes amplitudes, liées aux plus hautes fréquences.

On a :

$$E(x^*) = E\left(\frac{\sum x^*_j}{N}\right) = \frac{E\left(\sum x^*_j\right)}{N} = \frac{E\left(\sum x(t_j)\right)}{N} \approx E(x)$$

Illustrons ceci sur un exemple numérique.

Considérons une suite infinie $x(t)$ de nombres entiers, allant de 0 à 99 et équiprobables. Extrayons-en une suite limitée de 1600 valeurs (4) : nous constituons ainsi une fonction en escalier à support fini (fig. 6). La suite infinie a une moyenne de 49,5 ; du fait de la limitation de l'expérimentation, la moyenne sur les 1600 valeurs est 49,31.

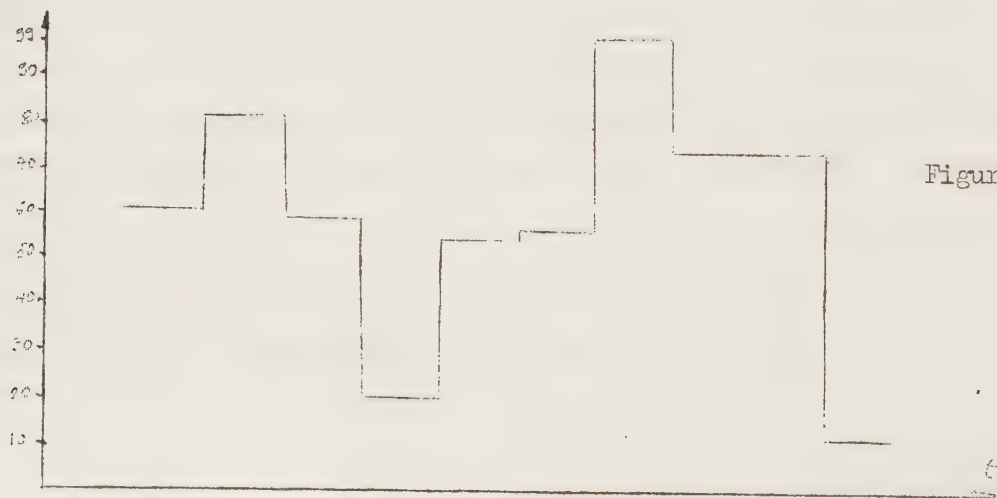


Figure 6

Avec une périodicité de 10 temps élémentaires, nous procédons à l'échantillonnage en retenant les valeurs dont l'indice se termine par 1, 2, 3. Soit $N = 160$

$T = 3$. Moyennant la suite des 160 maxima pris dans les 480 valeurs retenues, nous trouvons 74,775 : cette valeur est caractéristique du décalage résultant de la méthode des valeurs crête, étant entendu que $x(t)$ est à bande de fréquence infinie.

Si par contre, nous prenons l'espérance mathématique E des 480 valeurs retenues par l'échantillonnage, nous trouvons 49,375 dont l'écart avec la valeur théorique est faible et explicable par le petit nombre de valeurs retenues.

Cette dernière méthode est, puisqu'il s'agit pour $x(t)$ d'une fonction en escalier, l'équivalent de l'évaluation de :

$$\left(\frac{n \left(\sum_{i=1}^N x^{**}(\tau_i) \right)}{N} \right)_{0 < t < NT}$$

avec cette fois :

$$x^{**}_j = \frac{1}{T} \int_{jT}^{(j+1)T} x(t) dt \quad \forall j \in \mathbb{N}, j < N$$

Le problème se pose donc du choix entre les deux échantillons, le spectre étant fait sur la valeur moyenne de l'échantillon ou sur sa valeur crête.

Observons cependant que si la fréquence maximum du signal d'entrée $x(t)$ est telle qu'il n'y ait pas de fluctuation sensible de celui-ci pendant la durée τ

(cas très nettement opposé à l'exemple numérique choisi), les procédés d'échantillonnage et d'analyse par "intégration" et "valeur de crête" convergent ; et par ailleurs pour τ faible, le temps de recouvrement des jonctions utilisées peut rendre assez relative la distinction entre intégration et prise de valeur crête.

Soit B la bande de fréquence du signal $x(t)$. On peut dire qu'il faudra :

- pour la validité de l'intégration, prendre $\tau \ll \frac{0,44}{B}$ et intégrer sur $\theta \gg \tau$.

- pour celle de la prise en valeur crête $\tau \ll \frac{1}{B}$ et une constante de temps $\theta' \ll \tau$.

Le convertisseur analogique digital constituant le circuit d'entrée de l'analyseur qui doit être utilisé, a été réalisé précédemment (5). Ses caractéristiques (100 canaux, 500 ns ; tension d'entrée acceptable pendant 40 ns, de - 250 mV à - 8 V) déterminent celles de l'échantillonneur qui le précède.

Deux montages ont été réalisés ; ils se composent chacun d'un amplificateur linéaire limitant la bande étendue, suivi d'une porte et d'étages de sortie pour l'attaque du convertisseur.

Dans le montage 1 (bande passante de l'amplificateur 10 MHz) un générateur d'impulsions (2 MHz, largeur variable de 10 à 100 ns) délivre directement les impulsions de porte ; il n'y a pas d'amplification ultérieure. Dans le montage 2 par contre (bande passante de l'amplificateur 100 MHz), la porte, plus rapide, travaille à niveau et à largeur (2 à 10 ns) plus faibles, et l'on introduit des circuits d'allongement et d'amplification des échantillons.

Les deux montages réalisés (1a et 2a) utilisent le principe de la charge crête ; il serait possible (1b et 2b) de réaliser également une intégration.

Montage 1 (fig. 7-1) - Amplification préalable $B = 10$ MHz

a) On prélève sur le signal de sortie un échantillon de largeur variable ; introduit dans le convertisseur, il en est pris la valeur crête à une fréquence aléatoirement variable dans des limites déterminées.

b) L'échantillon précède pour être envoyé au convertisseur après intégration et traitement convenable.

On en obtiendrait la valeur moyenne pendant la durée de l'échantillon, à fréquence constante.

Montage 2 (fig.7-2)

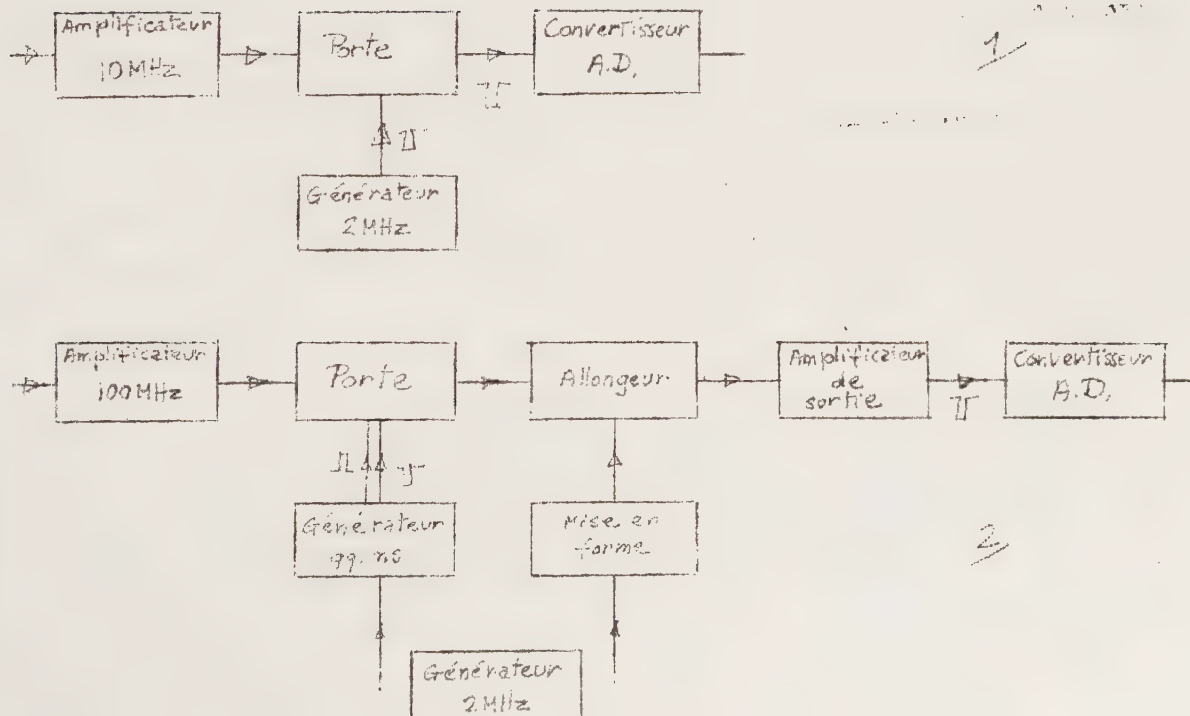
a) L'échantillon prélevé (de 2 à 10 ns) est pris en valeur crête, allongé puis amplifié pour envoi au convertisseur. Il y a échantillonnage comme précédemment, à une fréquence aléatoirement variable.

b) identique dans son principe à 1 b. 1 et 2 permettent d'étudier les distributions d'amplitude dans des bandes de fréquence différentes.

Par ailleurs, a) permet d'approcher l'échantillonnage idéal par réduction à B donnée de la durée τ de l'échantillon ; et, par variation de ce paramètre, d'étudier l'influence de la variation de la fréquence d'échantillonnage.

b) permettrait, en conservant une constante de temps d'intégration beaucoup plus grande que la durée de l'échantillon, τ , d'étudier à B donnée une distribution avec une distorsion contrôlable par le produit $B\tau$.

Fig. 7



DEUXIEME PARTIE : REALISATION

Nous allons traiter dans ce qui suit de la réalisation de chacun des 2 montages : leurs éléments communs (amplificateurs, générateurs d'impulsions, portes) seront étudiés parallèlement, et désignés tout comme eux par les indices 1 et 2.

CHAPITRE IV

LES AMPLIFICATEURS A LARGE BANDE

L'amplificateur d'impulsions linéaire à large bande, allant du continu à des fréquences élevées (jusqu'à 200 MHz environ) est l'objet d'une technique assez particulière, bien connue des électroniciens nucléaires qui l'utilisent pour une amplification fidèle des signaux maintenant fournis par les détecteurs à semi-conducteurs. Nous avons étudié ce problème il y a 2 ans lorsque peu de travaux avaient été publiés sur ce sujet. C'est cette même technique que nous avons utilisé ici en l'adaptant toutefois à l'usage qui doit être fait des amplificateurs.

Un projet sérieux d'un tel amplificateur implique la prise en considération d'un schéma équivalent du transistor HF valable dans une bande étendue de fréquences : celui proposé par GIACOLETTO (6) est très généralement considéré comme une bonne représentation des propriétés amplificatrices des transistors HF actuels. On trouvera en annexe un résumé de ses caractéristiques, ainsi que des propriétés des montages Emetteur commun, base commune, collecteur commun qui sont également nécessaires pour l'étude de tout amplificateur à large bande.

A) Etude théorique

Nous nous sommes efforcés de réaliser des réponses en fréquence aussi linéaires que possible ; les liaisons entre étages sont continues, les tensions de polarisation d'entrée et de sortie réglables autour de zéro volt (amplificateurs interchangeables).

Le bruit, ici considéré de crête à crête, a été minimisé, bien que notablement plus faible que celui dû aux portes (voir le chapitre VI).

Configurations utilisables

En fonction des propriétés des montages les plus simples, il paraît de passer en revue les diverses combinaisons possibles. Leurs avantages et inconvénients respectifs pour obtenir un gain et une bande passante déterminés. Les associations classiques utilisables dans notre cas sont les suivantes :

Etages identiques en série (émetteurs communs réactionnés (7))

La réduction du produit gain-bande passante de chaque transistor (qui résulte de l'impédance d'entrée élevée du suivant) ne semble pas, de même que le coefficient de réduction de la bande passante (en $\sqrt{2^n - 1}$, où n est le nombre d'étages) le destiner à une utilisation rationnelle en H.F. Les difficultés qu'il présente pour réaliser un couplage direct peuvent être surmontées par l'utilisation de types PNP et npn.

Etages identiques avec contre réaction (8) (9)

Moins propices à la réalisation de bandes très larges que les étages à contre réaction individuelle (10), ils sont aussi d'une étude plus délicate.

Etages successifs différents, chacune des trois configurations simples étant utilisée au mieux de ses possibilités.

Williams et Neiler (11) ont proposé le groupement émetteur commun dégénéré - base commune (constituant un cascade) précédé d'un collecteur commun : l'impédance de sortie faible du collecteur commun est idéale pour l'attaque en tension d'un émetteur commun; celle, élevée, de l'émetteur commun également pour l'attaque en courant d'une base commune. L'émetteur commun travaille alors avec un gain de tension inférieur à 1, mais aussi un effet MILLER très faible qui permet d'avoir $f_t \approx f_{t'}$.

L'utilisation de transistors npn et npn rend de plus le couplage continu aisé. Ce montage, suggéré également par Verweij (12) a été utilisé dans de nombreuses réalisations d'amplificateurs rapides pour impulsions, avec des variantes diverses (13) (14). On trouvera en annexe, un calcul simple de son gain de tension.

Mise en forme de la réponse en fréquence

Pour une réponse en fréquence aussi linéaire que possible, Grinich (15) puis Pepper et Pederson (16) ont exposé une méthode utilisant la réponse à 2 pôles (sans zéro) d'un couple d'émetteurs communs dégénérés. Par mise en cascade ils déterminaient une réponse de Butterworth du premier ordre, ou d'un ordre ultérieur (pôles également distribués sur un demi cercle négatif du plan complexe). Cette méthode n'était pas appropriée aux montages que nous utilisons, et nous avons préféré aborder le problème de façon différente.

Soit une fonction de la forme :

$$G(p) = \frac{k(p+a)}{p^2 + bp + c}$$

qui s'applique aux montages utilisés
(Annexe)

en module

$$|G(\omega)|^2 = \frac{k^2(\omega^2 + a^2)}{\omega^4 + \omega^2(b^2 - 2c) + c^2}$$

développons en série autour de zéro

$$|G(\omega)|^2 = \frac{ka^2}{c^2} \left[1 + \left(\frac{1}{a^2} - \frac{b^2 - 2c}{c^2} \right) \omega^2 + \dots \right]$$

$|G(\omega)|^2$ est une fonction de ω^2 , et ses dérivées d'ordre impair sont nulles à $\omega = 0$. Pour obtenir une réponse avec ses 3 dérivées à l'origine nulles il suffira d'avoir :

$$\frac{\partial^2 |G(\omega)|^2}{\partial \omega^2} = 0 \quad \text{soit}$$

$$b^2 = \left(\frac{c}{a} \right)^2 + 2c$$

Evaluons avec cette conditions la bande passante à - 3 db, ω_b . Elle s'obtient en exprimant :

$$\left| G(\omega_b) \right|^2 = \frac{1}{2} \left| G(0) \right|^2$$

ce qui se réduit à :

$$\omega_b^4 - \left(\frac{c}{a}\right)^2 \omega_b^2 - c^2 = 0$$

$$\omega_b^2 = \frac{1}{2} \left(\frac{c}{a}\right)^2 \left(1 + \sqrt{1 + 4 \frac{a^4}{c^2}}\right)$$

le gain à cette fréquence ω_b est $A_{v\omega_b} = \frac{ka}{c\sqrt{2}}$ et le produit

gain - bande passante.

$$A_{v\omega_b} \cdot \omega_b = \frac{k}{2} \sqrt{1 + \sqrt{1 + \frac{4a^4}{c^2}}}$$

Appliquons ces résultats à l'émetteur commun et au cascode avec réaction $ReCe$.
(On suppose dans ces expressions les produits gain-bande passante déjà réduits, éventuellement, du facteur dû à $gm Re C_b, c$ - effet Miller).

On a alors

$$k = \frac{-\alpha_o \beta_o \omega_e R_c}{R_g + r_{bb'}} \quad (\text{cascode}) \quad \text{à} \quad k = \frac{-\beta_o R_c}{R_g + r_{bb'} + r_{b'e}} \quad (\text{émetteur commun})$$

$$a = \omega_e$$

$$b = \omega_e \left(1 + \frac{Re}{R_g + r_{bb'}}\right) + \omega_\beta \left(1 + \frac{r_{b'e}}{R_g + r_{bb'}}\right)$$

$$c = \omega_e \omega_\beta \left(1 + \frac{r_{b'e} + (\beta_o + 1) Re}{R_g + r_{bb'}}\right)$$

Posons :

$$\omega_o = \omega_\beta \left(1 + \frac{r_{b'e}}{R_g + r_{bb'}} \right)$$

(pulsation de coupure de l'étage sans réaction d'émetteur)

$$\omega_a = \omega_\beta \left(1 + (\beta_o + 1) \frac{R_e + r_e}{R_g + r_{bb'}} \right)$$

(pulsation de coupure avec réaction R_e d'émetteur)

et faisons les approximations suivantes, sensiblement justifiées dans la pratique

$$r_e \ll R_e \ll R_g + r_{bb'}$$

$$(\beta_o + 1) \frac{R_e + r_e}{R_g + r_{bb'}} \gg 1 \text{ soit } \omega_a \gg \omega_o \text{ (de l'ordre de 5)}$$

il vient avec $a = \omega_e$, $\omega_e = (\omega_a - \omega_o) \pm \sqrt{2\omega_a(\omega_a - \omega_o)} \approx 2,4\omega_a$

$$b \approx \omega_e + \omega_o$$

$$c \approx \omega_e \cdot \omega_a$$

Si l'on cherche l'expression du gain et de la bande passante dans ces conditions, on trouve

$$\omega_e \approx 1,4 \omega_b ; \omega_b \approx 1,7 \omega_a$$

et un produit gain-bande passante de l'ordre de 1,2 k ; k étant celui du transistor seul. Les formules précédentes peuvent se mettre sous la forme :

$$R_e \approx 0,59 \frac{f_b}{f_t} (R_g + r_{bb'})$$

$$C_e = 0,11 \frac{1}{Re f_b}$$

ces valeurs permettront d'approcher la solution de façon suffisamment précise ; l'étude au wobuloscope de la courbe de réponse dans les conditions exactes d'emploi de l'amplificateur fournira ensuite un moyen aisé de réglage des éléments compensateurs.

Problèmes particuliers aux étages d'entrée : le bruit

Comme nous l'avons précisé ci-dessus, le bruit des amplificateurs n'est pas prohibitif, la contribution principale au bruit en sortie étant celle des portes. Cependant, l'on a préféré se préoccuper de ce problème, afin de permettre une augmentation éventuelle du gain par simple accroissement du nombre d'étages ; ce qui conduirait à faire travailler les étages d'entrée à niveau plus faible.

Le bruit considéré ici est un bruit crête à crête, et sa valeur maximum admissible correspond au - 250 mv qui définissent le seuil inférieur du convertisseur. Si l'on suppose celui-ci précédé d'une porte de gain 1 n'acceptant que les tensions de sortie négatives, et d'un amplificateur en classe A de niveau de sortie moyen égal à zéro V, 500 mv c/c de bruit de l'amplificateur pourraient être tolérés.

Pour se placer dans les conditions de bruit crête à crête minimum, on a cherché à minimiser la figure de bruit, sans se préoccuper de sa valeur qui ne présente pas ici d'intérêt direct.

Les résultats utilisés pour le calcul de la figure de bruit sont dus à Nielson (17) et Halligan (18).

Le bruit dans un transistor présente la forme générale suivante, en fonction de la fréquence (fig.8).

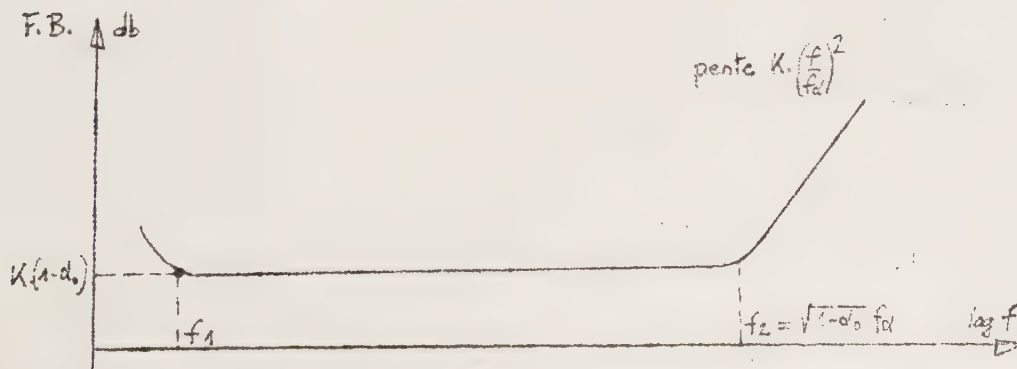


Fig. 8

- Vers les fréquences basses, inférieures à f_1 , le terme prédominant est le bruit en $1/f$ attribué aux courants de fuite et aux défauts de surface du cristal entrant dans la constitution du transistor ; il dépend de la constitution de ce dernier.

- Entre f_1 et f_2 la figure de bruit est sensiblement constante, proportionnelle à $1 - \alpha_0$

- A partir de $f_2 \approx \sqrt{1 - \alpha_0} f_1$, la figure de bruit augmente à raison de 6 db/octave

Pour $f > f_1$, on a sensiblement :

$$F_{e.c} \approx F_{b.c} \approx 1 + \frac{r_{bb'}}{R_g} + \frac{r_e}{2 R_g} + \frac{(R_g + r_{bb'} + r_e)^2}{2 \beta_0 r_e R_g} \frac{1 + \beta_0 \left(\frac{f}{f_2}\right)^2}{R_g}$$

F_{ec} ne diffère des 2 précédentes qu'au delà de f_1 . Pour minimiser le bruit, il faudra porter son attention sur les points suivants :

- choix du transistor

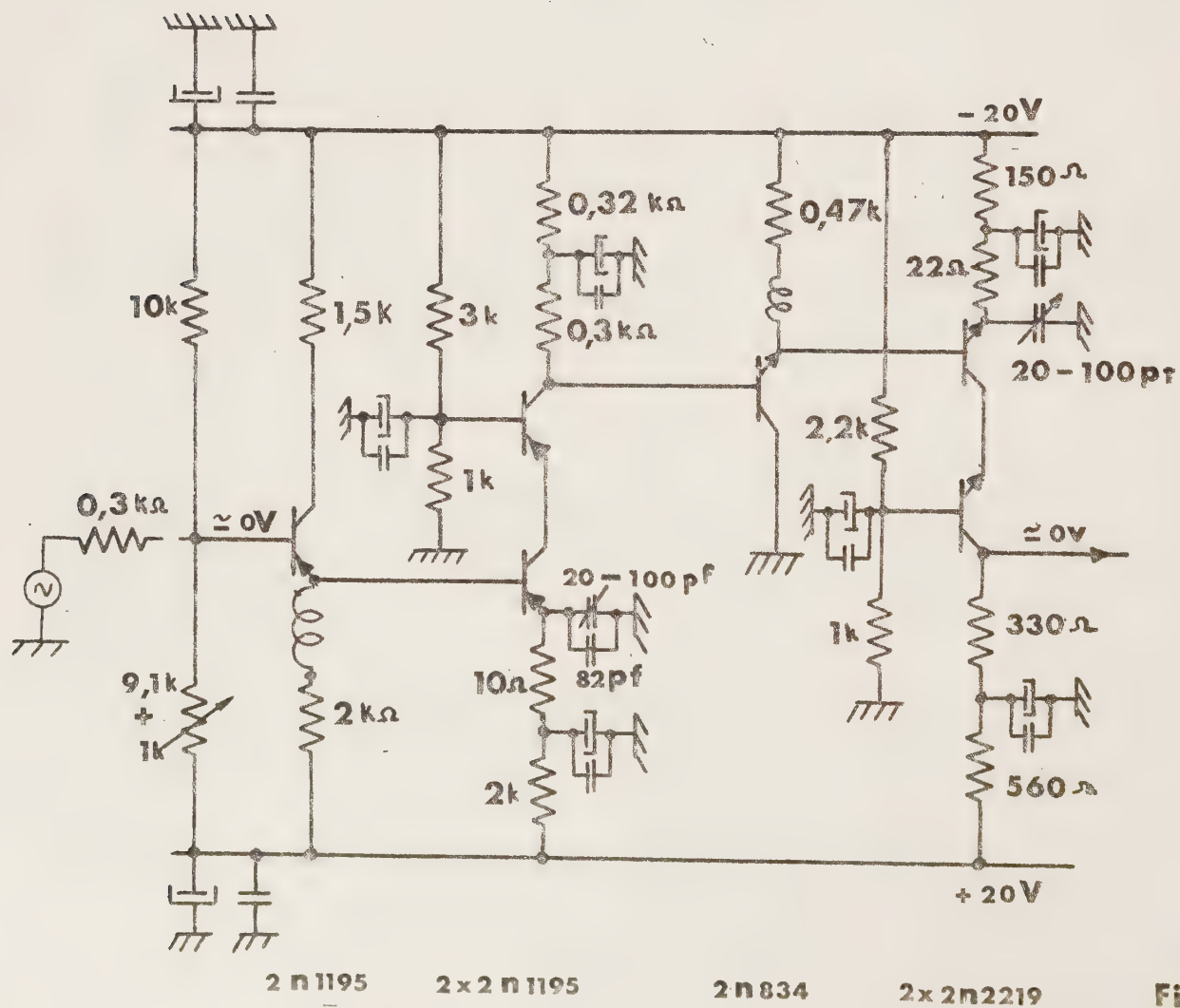
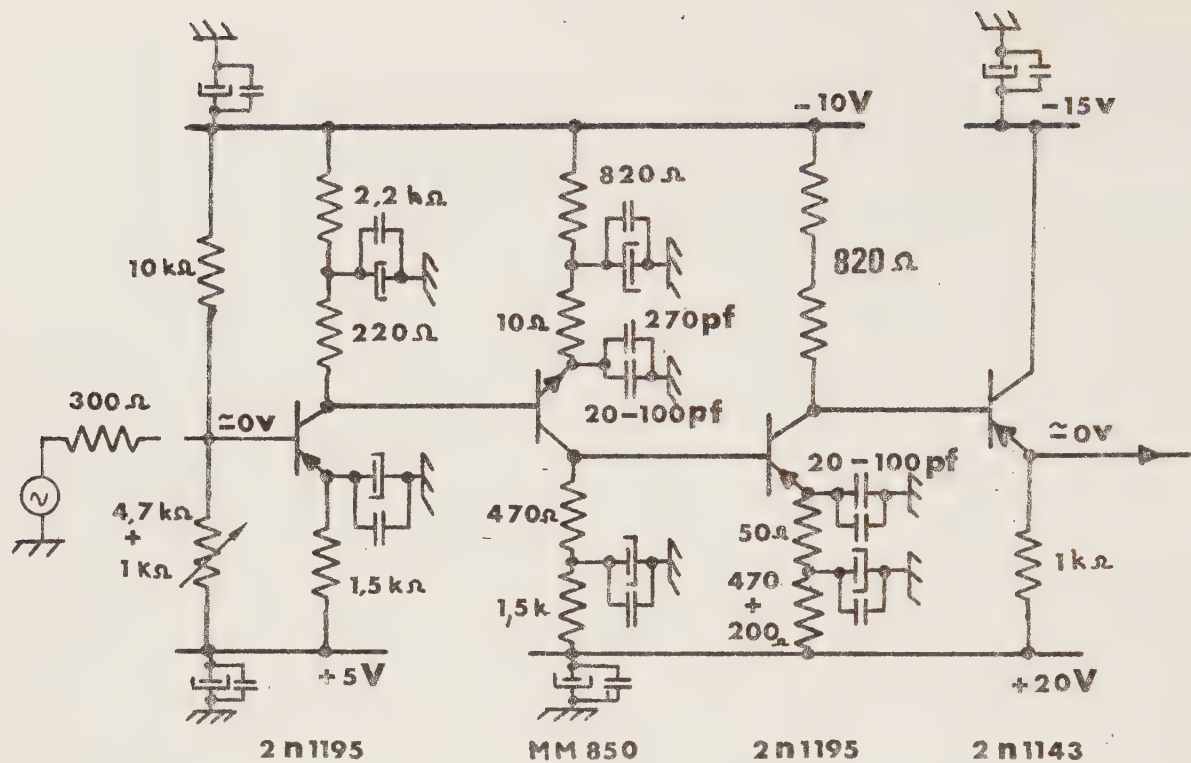
Outre la nécessité d'avoir une structure minimisant le bruit en $1/f$, il faudra $r_{bb'}$ faible, un gain α_0 aussi voisin de 1 que possible et f_1 élevée pour rejeter f_2 en dehors de la bande passante. Ce qui, exprimé en fonction du courant émetteur I_e impose un compromis entre une valeur élevée (α_0 est grand, mais r_e faible et F élevée) et une valeur faible (r_e est grand, mais α_0 est faible, F élevée).

- Influence des résistances de polarisation

Halligan a calculé la figure de bruit pour un étage émetteur commun en tenant compte d'une résistance équivalente de base R_1 et d'une résistance d'émetteur R_2 (pour $f \ll \sqrt{1 - \alpha_0} f_1$)

$$F'_{ec} = 1 + \frac{R_g}{R_1} + \left(1 + \frac{R_g}{R_1}\right)^2 \left[\frac{r_{bb'} + \frac{R_e}{2} + R_2}{R_g} + \frac{(r_{bb'} + r_e + R_2 + R_1)^2}{2 \beta_0 r_e R_g} \right]$$

pour diminuer F' , on s'efforcera de diminuer R_2 et d'augmenter R_1 .



- Influence de la résistance interne du générateur

F présente un minimum $F_{\min}$ pour une résistance de source $R_g = R_{g_{\text{optimum}}}$ (obtenue en annulant $\frac{\partial F}{\partial R_g}$).

Aux fréquences inférieures à f_{α} , $R_{g_{\text{optimum}}}$ s'exprime par :

$$(\text{EC, BC}) \quad R_{g_{\text{opt}}}^2 = (r_{bb'} + r_e)^2 + (r_{bb'} + \frac{r_e}{2}) \frac{2\alpha_o r_e}{1 - \alpha_o}$$

$$(\text{C.C.}) \quad R_{g_{\text{opt}}}^2 = r_{bb'}^2 + (r_{bb'} + \frac{r_e}{2}) \frac{2 r_e}{\alpha_o (1 - \alpha_o)}$$

Ces valeurs sont sensiblement identiques, et de l'ordre de grandeur de la résistance du générateur donnant le gain maximum de puissance en émetteur-commun.

D'après Nielsen

$\frac{F}{F_{\min}} (R_{g_{\text{opt}}})$ vaut :

$$\frac{F}{F_{\min}} = 1 + \frac{\frac{1}{2} \left(\frac{R_g}{R_{g_{\text{opt}}}} + \frac{R_{g_{\text{opt}}}}{R_g} \right) - 1}{1 + \frac{r_{bb'} + r_e (\beta_o + 1)}{R_{g_{\text{opt}}}}}$$

La variation de F est encore très faible pour R_g différent de $R_{g_{\text{opt}}}$ d'un facteur 2.

B/ Réalisation

Pour l'amplificateur 2, la configuration collecteur-commun-cascode s'imposait par ses bonnes propriétés HF, sa polarisation aisée. Par contre pour l'amplificateur où les conditions à réaliser sont moins prohibitives, la configuration Emetteur commun en cascade choisie ne s'impose pas aussi nettement ; nous l'avons choisie surtout pour une question de simplicité.

Le schéma des amplificateurs est donné aux figures 9 et 10.

Tous deux couplés en continu, ils présentent des tensions d'entrée et de sortie légèrement variables autour de zéro volt. Ceci a été réalisé par l'emploi de transistors

pnp et npn (2N 1195, MM 850, 2N 834, 2N 2219). La stabilité en température a été assurée par l'emploi de résistances d'émetteur élevées. L'attaque des circuits de porte est ensuite effectuée à l'aide d'un "émetteur suiveur" qui facilite l'isolation entre les circuits linéaires et les circuits d'impulsions.

Si dans l'amplificateur (2), le niveau de sortie faible nécessaire à l'attaque de la porte symétrique n'introduit pas de difficultés particulières, par contre les 16 V crête à crête que doit pouvoir transmettre l'amplificateur (1) mettent en question la validité du schéma équivalent de Giacoletto, défini dans un domaine d'amplitudes où l'on considère les paramètres naturels du transistor comme constants. Ainsi, une compensation ReCe calculée sur un large domaine de fréquences à amplitude faible, ne sera plus valable à amplitude élevée (sous compensation). Alberigi - Quaranta et Martini (19) ont étudié ce problème pour un amplificateur d'impulsions rapide, et montré là encore l'intérêt du cascode : en ce qui concerne l'étage de sortie, monté en base commune, et pour lequel les exigences sur f_t sont réduites, on peut prendre un type de transistor à plus grande dissipation et plus large gamme dynamique. De plus une compensation Ce d'émetteur, variable par diode de limitation, donne des résultats satisfaisants pour les grandes amplitudes. Il a cependant été constaté expérimentalement que cette amélioration n'était pas dans notre cas nécessaire, la bande de l'amplificateur étant faible.

Etage d'entrée

Dans les deux cas, le transistor utilisé est un "épitaxial nésa" au Germanium 2N 1195 qui offre de bonnes propriétés fréquence-gain-bruit ; ($f_t \approx 800$ MHz, $\beta_o \approx 50$, NF ≈ 5 db à 10 V - 10 nA, en moyenne).

a) Amplificateur 1

On a choisi un point de fonctionnement de 3,5 nA - 2 v, ce qui laisse F du transistor, voisine du minimum ; β_o n'est diminué que de 4 db par rapport à sa valeur maximum.

En prenant la valeur de r_{bb} , moyenne de 65Ω , on trouve $R_{g_{opt}} \approx 140\Omega$: une impédance de sortie de 300Ω maximum, comme c'est le cas ici donnera $F \approx 1,09$ (minimum). On n'a pas introduit de contre réaction d'émetteur dans cet étage, une résistance de 50Ω amenant une augmentation de F de 22 % environ. Dans le cas de l'amplificateur (1) ceci est facilement réalisable, la bande passante désirée étant relativement faible. L'effet de la résistance équivalente de base est négligeable.

B) Amplificateur 2

La bande passante désirée, quoique ne présentant pas de difficultés en elle-même, rend le compromis avec le bruit plus délicat. Le point de fonctionnement choisi a été ici de 10 V 10 mA. On trouve alors $R_{g_{opt}} \approx 145\Omega$, et $F \approx 1,11$ F_{min} pour $R_g = 300\Omega$ et $\sqrt{1 - \alpha} f_x \approx 110$ MHz.

Compensation en fréquence : valeurs calculées et valeurs expérimentales

a) Amplificateur 1

Aux points de fonctionnement choisis, les caractéristiques des transistors sont :

1er étage (2 v - 3,5 mA) $\beta_o \approx 33$ $r_e \approx 7,4\Omega$ $r_{bb} \approx 70\Omega$ $f_t \approx 700$ MHz $C_{b,c} \approx 1,5$ pF

2ème étage (12 v - 6,5 mA) $\beta_o \approx 40$ $r_e \approx 3,8\Omega$ $f_t \approx 600$ MHz $C_{b,c} \approx 1,5$ pF

3ème étage (12 v - 12 mA) $\beta_o \approx 55$ $r_e \approx 2,1\Omega$ $f_t \approx 800$ MHz

La valeur élevée que doit pouvoir atteindre la tension de sortie a fait choisir une résistance de charge de 820Ω , ce qui se traduit par une réduction très importante du produit gain-bande passante utilisable du 3ème étage. Les réductions à considérer dans les étages précédents sont également importantes. Par ailleurs, on a dû tenir compte du fait que le premier étage ne comporte pas de réaction externe d'émetteur, et de la réduction de bande passante résultant du couplage en série de plusieurs étages. Pour un montage classique comportant une réponse à un seul pôle, ce qui n'est pas ici le cas, le facteur de réduction serait $\sqrt{2} \approx 1,41$. On a trouvé ici une valeur plus faible, qui doit résulter de la forme particulière imposée aux bandes passantes des 2 derniers étages.

1er étage $f'_t \approx 340 \text{ MHz}$ et la bande passante calculée est 17 MHz environ
gain BF $\approx 10,5$

2ème étage $f'_t \approx 160 \text{ MHz}$ - On a été conduit à prendre $R_e = 18 \Omega$ d'où
 $C_e \approx 360 \text{ pF}$ (expérimentalement $\approx 320 \text{ pF}$) c'est à dire
correspondant à une bande passante théorique de l'étage seul
de 17 MHz environ également. Le gain BF calculé est 15,3.

3ème étage $f'_t \approx 110 \text{ MHz}$ - De même, $R_e = 50 \Omega$ d'où $C_e \approx 130 \text{ pF}$ (expérimentalement $\approx 120 \text{ pF}$) le gain BF calculé est 12,8.

b) Amplificateur 2

1er étage

On utilise des 2N 1195 à 10 v 10 mA avec les valeurs moyennes suivantes :

$$f_t \approx 800 \text{ MHz} \quad \beta_o \approx 50 \quad r_{bb'} \approx 70 \Omega$$

$$R_g = 300 \Omega \quad f'_t \approx 700 \text{ MHz}$$

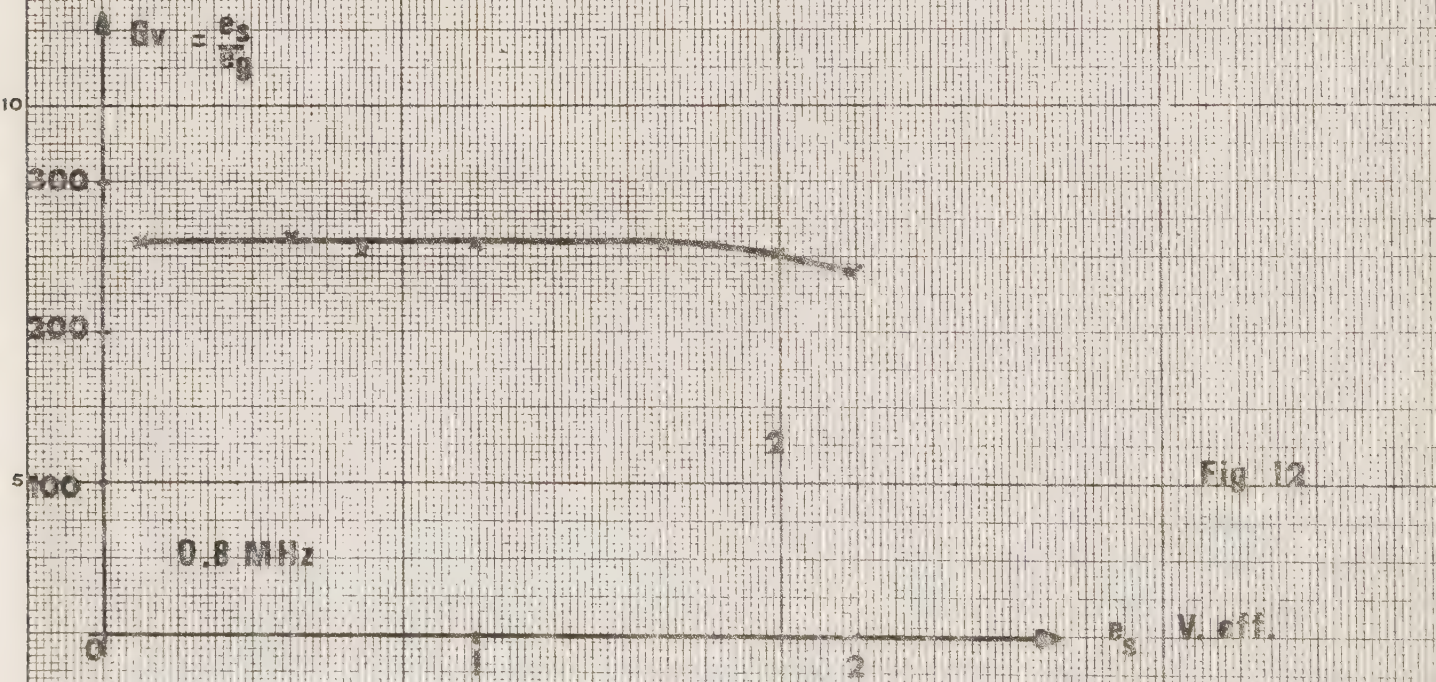
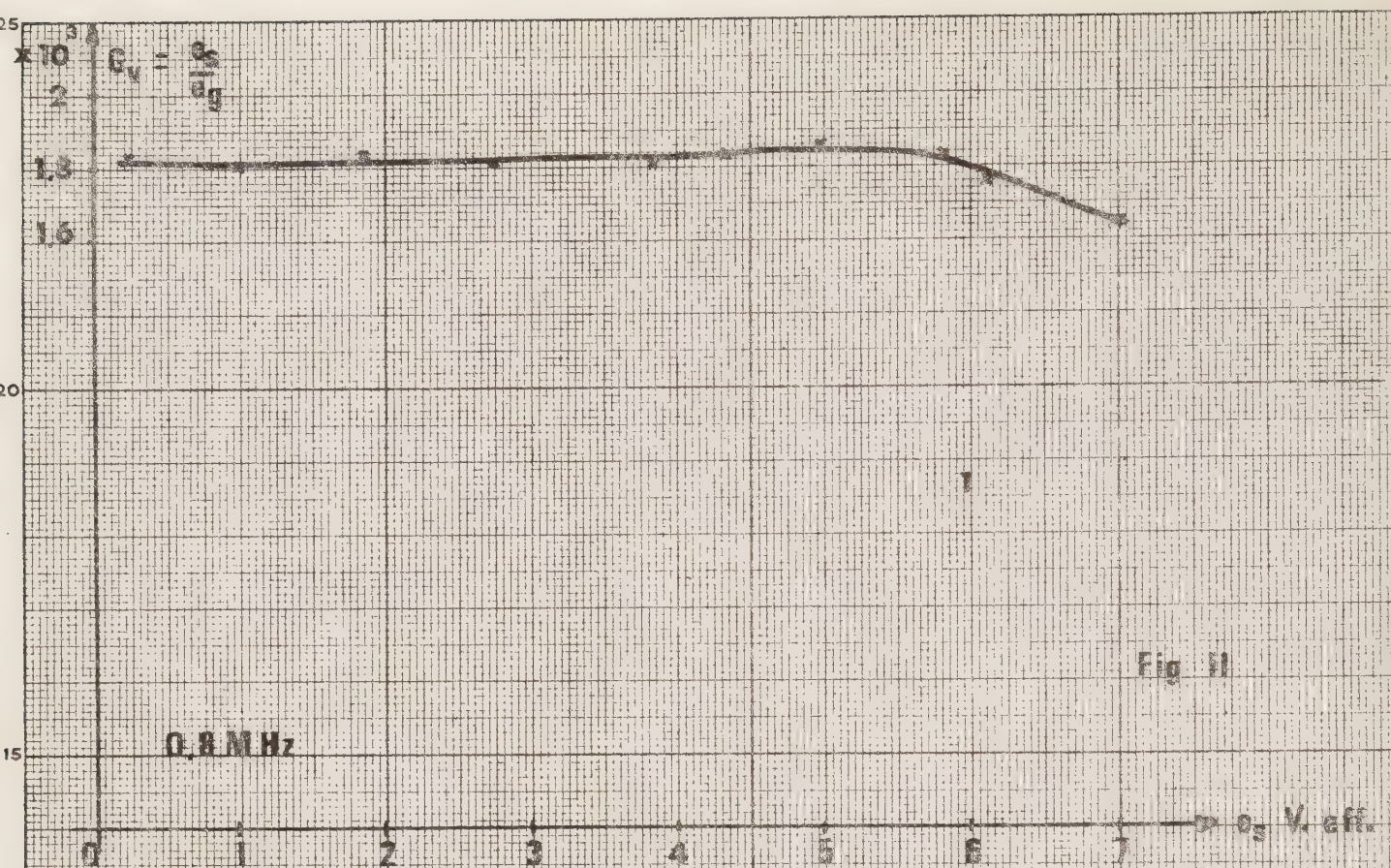
on évalue R'_g aux fréquences moyennes, vers 50 MHz

$$R'_g \approx 25 \Omega$$

ce qui donne une valeur approximative de R_e et C_e

$$R_e \approx 8 \Omega \quad C_e \approx 140 \text{ pF}$$

En fait, on a trouvé expérimentalement $R_e = 10 \Omega$ et $C_e \approx 110 \text{ pF}$ avec le 2ème étage couplé sur le premier. La valeur élevée de R_e expérimentale s'explique par les simplifications utilisées (simplification de la fonction de transfert de l'émetteur suiveur), et sans doute également la chute de l'impédance de charge provenant de celle de l'impédance d'entrée de l'étage suivant.



Le gain calculé $\frac{e_s}{e_g}$ en BF est de 24,6, mesuré de 22.

2ème étage

On utilise des NPN 2N 834 ($\beta_o \approx 50$, $f_t \approx 350$ MHz)

et 2N 2219 ($r_{bb} \approx 50 \Omega$, $f_t \approx 340$ MHz, $\beta_o = 80$)

On calcule de même R'g moyen $\approx 56 \Omega$

d'où $R_e \approx 20 \Omega$

$C_e \approx 56$ pF

Expérimentalement on a trouvé (à vide) 22Ω et 65 pF.

Le gain $\frac{e_s}{e_g}$ calculé en BF est 12,7, mesuré 11,8

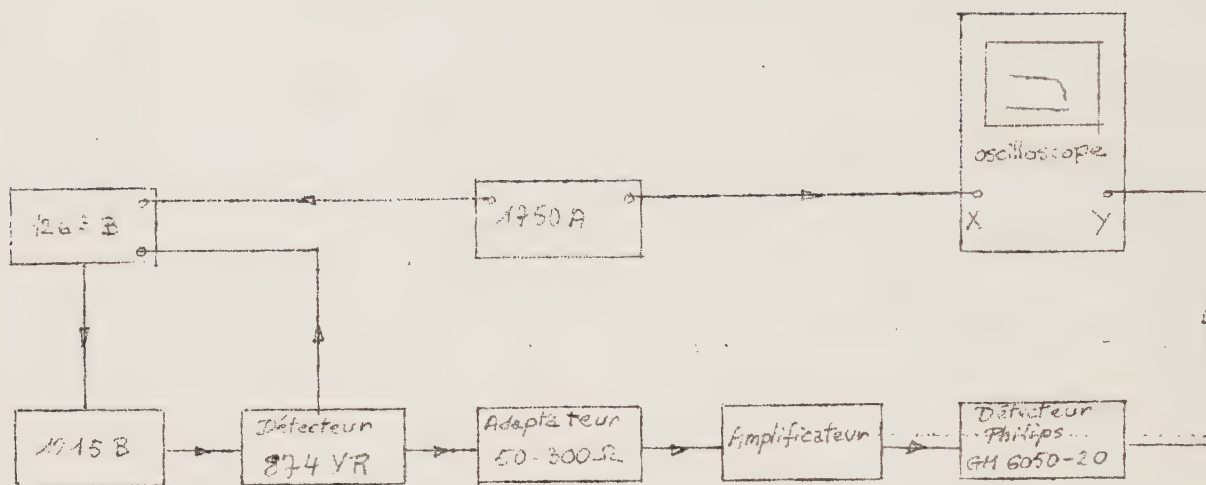
RESULTATS EXPERIMENTAUX

Les amplificateurs sont construits sur des cartes isolantes comportant une couche de cuivre qui sert de masse générale, sur une face. Les connections sont réalisées sur des fiches isolées HF. On a pris les précautions classiques lors du câblage : connections courtes, découplages nombreux par capacités non selfiques, etc ... ceci étant surtout important pour l'amplificateur 2.

Le gain $\frac{e_s}{e_g}$ a été déterminé avec divers générateurs pour couvrir la gamme de

fréquences nécessaire, mais toujours avec une résistance de sortie équivalente égale à 300Ω . Il est donné aux figures 11 et 12.

L'allure des bandes passantes a été étudiée en employant un ensemble General Radio comprenant un Wobulateur électronique 1750 A, une alimentation stabilisante 1263 B et les générateurs 0,5 - 50 et 50 - 250 MHz (1211 B - 1215 B) (Figure 13.)



Nous avons ainsi déterminé les réglages optima des compensations, puis relevé classiquement les courbes des bandes passantes (figure 14 et 15).

Le bruit crête à crête propre des amplificateurs (avec $R_g = 300\ \Omega$) a été mesuré à l'oscilloscope (Tektronix 585, tiroir 82). Il serait susceptible d'être encore diminué :

- par sélection des transistors du même type que ceux employés
- par l'utilisation de NPN planar au silicium fonctionnant à plus faible courant.

En résumé, les caractéristiques obtenues sont pour les amplificateurs

1. Bande passante - 10 MHz gain 1800 bruit c/c 15 mv (60 μ v à l'entrée)
en tension (en sortie)
2. Bande passante - 100 MHz gain 250 id. 65 mv (36 μ v à l'entrée)
en tension

Les bandes passantes s'étendent jusqu'à quelques dizaines de cycles et pourraient être encore étendues vers les basses fréquences.

$U = 0.8$

$s_3 = 1V_{off}$

Fig 1a

Fig 1b

?

CHAPITRE V

LES GENERATEURS D'IMPULSIONS

Si l'on désire garder une largeur d'échantillonnage constante, il faut disposer de circuits commutant en $t \ll \tau$.

Dans le cas du montage 1 (impulsions "larges", quelques dizaines de ns), nous avons employé une mise en forme par diode tunnel des impulsions négatives nécessaires à l'attaque de la porte asymétrique 1.

Dans celui du montage 2, c'est un transistor fonctionnant en avalanche qui délivre les impulsions "étroites" (quelques ns) ; un transformateur du type coaxial fournit ensuite les impulsions bipolaires d'attaque de la porte symétrique 2;

A/ Générateurs d'impulsions larges

Astable-Monostable

Nous avons construit un générateur simple de fréquence égale à 2 MHz et délivrant des impulsions de largeur variable (10 à 100 ns). Il est utilisé dans le montage (1) pour fournir directement les impulsions d'échantillonnage et dans le montage (2) pour délivrer des impulsions de blocage à l'allongeur.

Il se compose (figure 16) d'un astable classique et d'un monostable délivrant des impulsions positives de 5 v, dont les temps de montée et de descente (10 - 90 %) sont de l'ordre de 10 ns (transistors 2N 2257). Le monostable est du type à 3 transistors et permet d'obtenir des impulsions de sortie étroites à l'aide du circuit constitué par $T_1 T_2$: l'état de T_1 , normalement bloqué, puis rendu conducteur par une impulsion positive, devient indifférent dès que T_2 est saturé par le basculement de T_3 .

Mise en forme

On a vu l'intérêt d'une impulsion d'échantillonnage à flancs raides pour réaliser une largeur constante quelle que soit l'amplitude du signal à traiter. L'amélioration des temps de commutation a été ici obtenue par l'introduction d'un circuit de mise en forme à diode tunnel (20) (fig. 17).

Le transistor utilisé est un 2N 976 au Ge et l'adaptation de sa caractéristique d'entrée à celle d'une diode tunnel 1N 2941 peut être simplement réalisée par une résistance de 43Ω .

Quant T_3 est bloqué, T_4 et la diode tunnel sont polarisés en inverse par un courant $\frac{V_{bb}}{R_b}$; quant T_3 se sature, il délivre un courant direct $\frac{V_{cc1}}{R_c}$

à l'ensemble T_4 -diode tunnel. Au basculement de la diode tunnel, la variation rapide du courant se traduit par une variation opposée du courant base du transistor. On a montré qu'une telle mise en forme permettait d'obtenir, avec :

$$V_{cc1} = -5 \text{ v}$$

$$R_b = 680 \Omega$$

$$V_{cc2} = -5 \text{ v}$$

$$R_c = 130 \Omega$$

$$V_{bb} = +5 \text{ v}$$

des impulsions dont les temps de commutation sont de l'ordre de 2,5 ns, susceptibles d'être améliorés par une double mise en forme. En fait, la nécessité d'attaquer les circuits de porte et d'allongeur ne permet pas ici de se placer dans ces conditions optimales, en particulier dans le premier cas où l'on doit travailler avec une tension élevée. Les schémas adoptés (fig. 18) conduisent aux temps de commutation donnés au chapitre VI. (fig. 28).

Il serait possible d'employer un montage composite transistor classique - transistor en avalanche, ou transistor en avalanche seul, pour obtenir des temps de commutation plus courts, surtout à grande amplitude ; cela nécessiterait l'emploi d'éléments spéciaux à grande dissipation (rapport cyclique $\sim 1/10$)

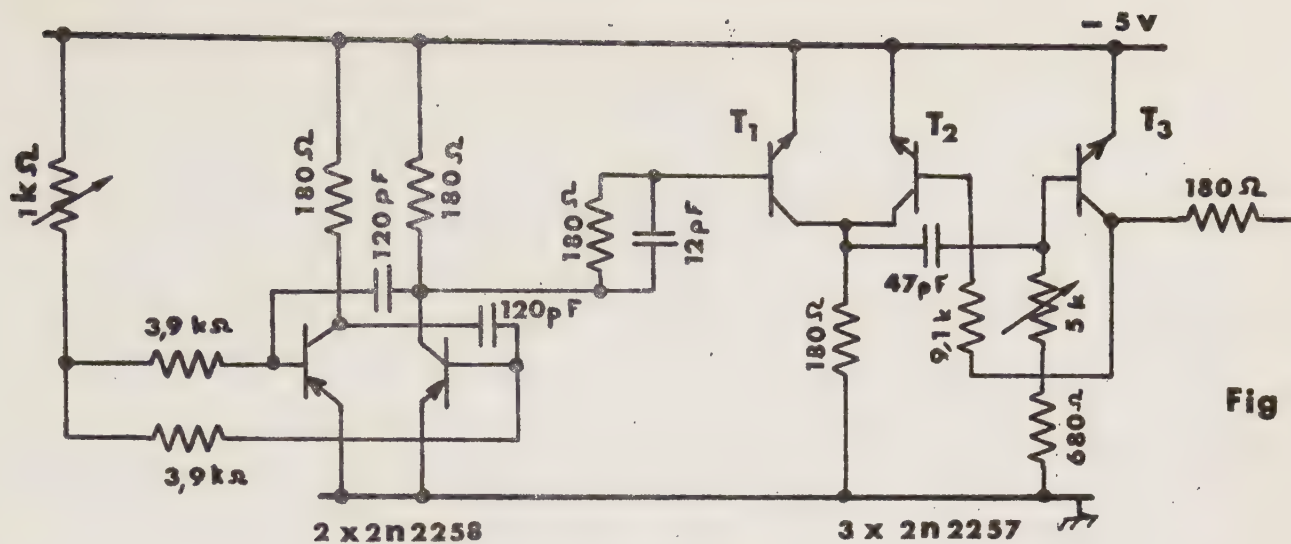


Fig 16

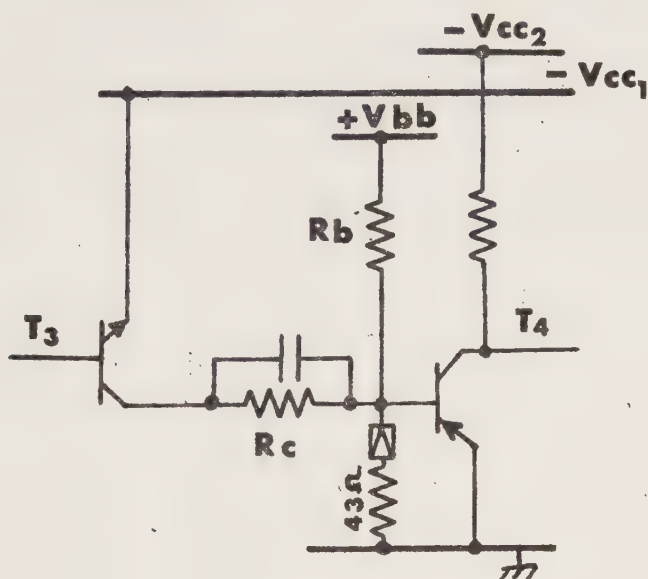
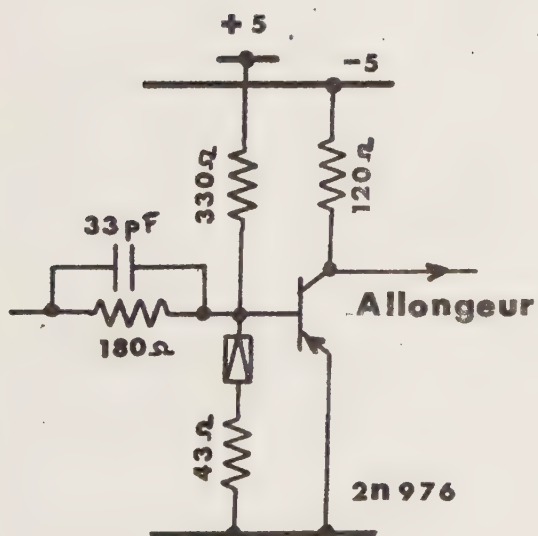
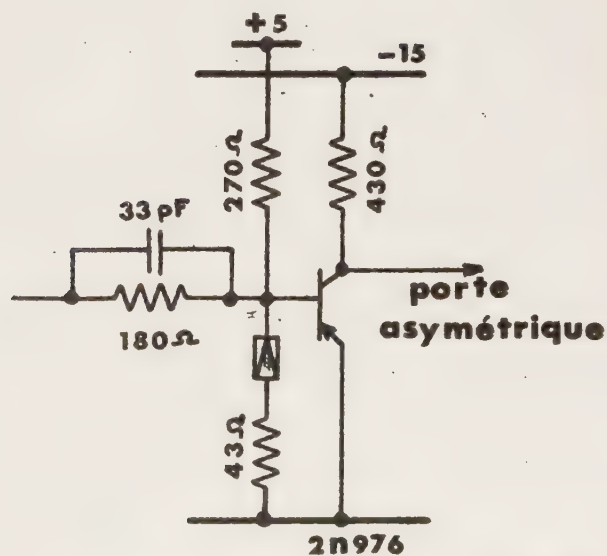


Fig 17



1



2

Fig 18

B) Générateur d'impulsions étroites

On verra la nécessité de disposer de deux impulsions symétriques, de largeur réglable (quelques ns), à une fréquence de récurrence de 2 MHz, et de grande amplitude pour attaquer la porte synétrique à diode.

Le transistor fonctionnant en régime d'avalanche se prête particulièrement bien à la réalisation de ces impulsions. Un transformateur rapide permet ensuite d'obtenir deux impulsions en opposition de phase.

Générateur à transistor en avalanche

L'utilisation des transistors en avalanche a donné lieu à un grand nombre de travaux ; en particulier, ont été construits des générateurs de signaux rectangulaires employant une ligne à retard ouverte dans le collecteur (21), (22).

Le montage à ligne à retard, contrairement à celui employant une simple capacité, permet un contrôle de la forme et de la durée de l'impulsion, s'il conduit à une réduction de son amplitude. Le schéma le plus simple est celui de la figure 19, pour un fonctionnement en déclenché.

R_c est la charge, R_o et $R'o$ les impédances caractéristiques des câbles de collecteur (ouvert) et d'émetteur.

Au repos la jonction Emetteur-Base est polarisée en inverse, par V_{bb} et R_b , ceci supposant $V_{BB} > (R_b + r_{bb}) \frac{V_{cc} - BV_{CBO}}{R_{cc}}$

Entre collecteur et base, si V_{cc} est suffisante, il s'établit en effet un courant inverse voisin de $\frac{V_{cc} - BV_{CBO}}{R_{cc}}$, et la tension collecteur se fixe

environ à BV_{CBO} : la capacité du câble de collecteur se charge à cette tension. Une impulsion convenable appliquée sur la base déclenche le phénomène d'avalanche à la jonction Base Collecteur, d'où une augmentation brusque du courant collecteur, et la jonction émetteur base se polarise en direct. La tension collecteur Emetteur tombe alors à LV_{CEX} (qui dépend de LV_{CEO} du transistor, de R_b , R_e , V_{bb}) : il y a production au collecteur d'un front de

tension qui se propage le long du câble, puis revient sans changement de signe sur l'extrémité ouverte, en maintenant un courant de décharge constant. Si, sur le collecteur il voit R_o impédance caractéristique du câble, il n'y aura pas de réflexion et le courant dans le transistor tombera à zéro pour une tension collecteur inférieure à la tension d'avalanche. Ensuite la capacité du câble se rechargera à BV_{CBO} .

Si l'on choisit $R_c = R'_o = 50 \Omega$ et pour un transistor présentant en avalanche une résistance équivalente de 25Ω , il faut $R_o \approx 75 \Omega$ avec $R_e = \infty$. En fait R_e servira à adapter R_o pour chaque transistor. La longueur de l'impulsion de sortie est deux fois la longueur électrique du câble, l'impulsion de tension sur le câble est la moitié de celle du collecteur.

La puissance dissipée au repos est $P_r \approx BV_{CBO} \frac{V_{cc} - BV_{CBO}}{R_{cc}}$

La puissance instantanée en fonctionnement : $P_i \approx LV_{CEX} \frac{BV_{CBO} - LV_{CE}}{R_o}$

et la puissance moyenne en fonctionnement $K P_i$ où K est le rapport cyclique. Pour $V_{cc} \gg BV_{CBO}$, on prend R_{cc} suffisamment élevée pour rendre P_r faible (mais suffisamment faible pour réduire le temps de charge du câble).

Choix du transistor

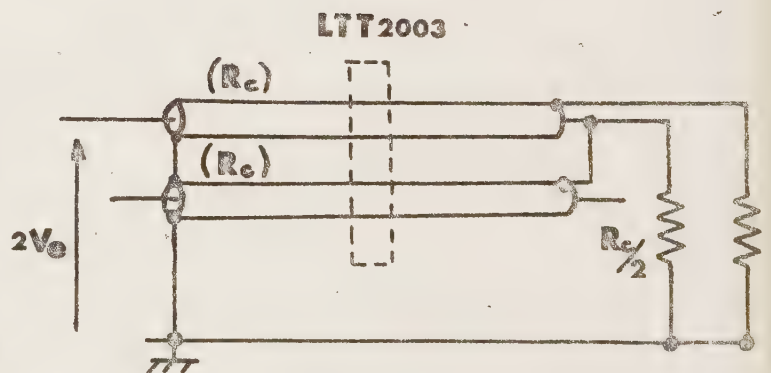
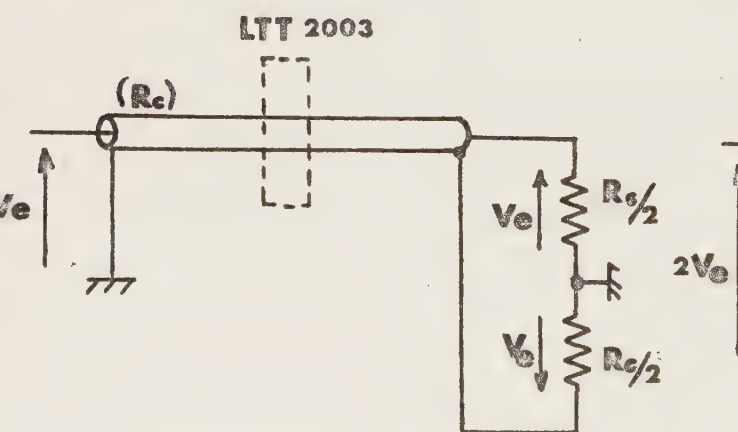
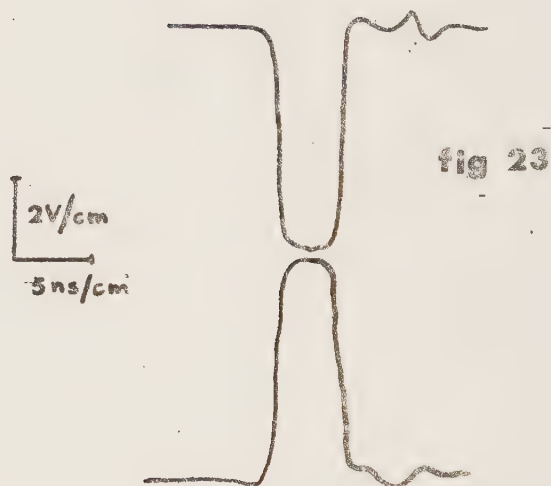
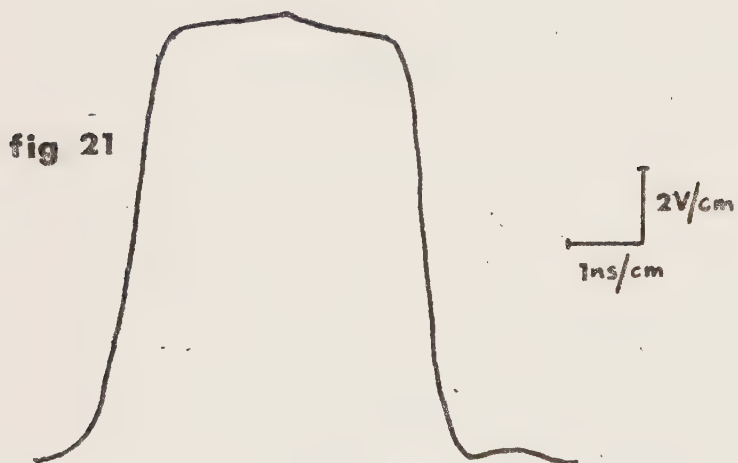
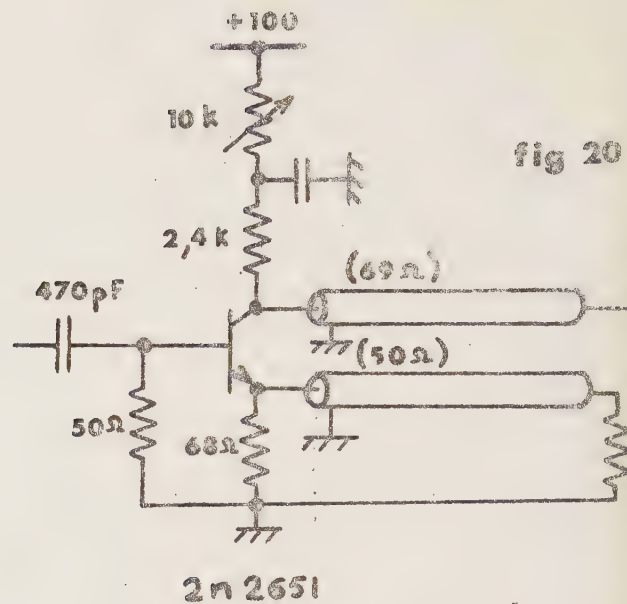
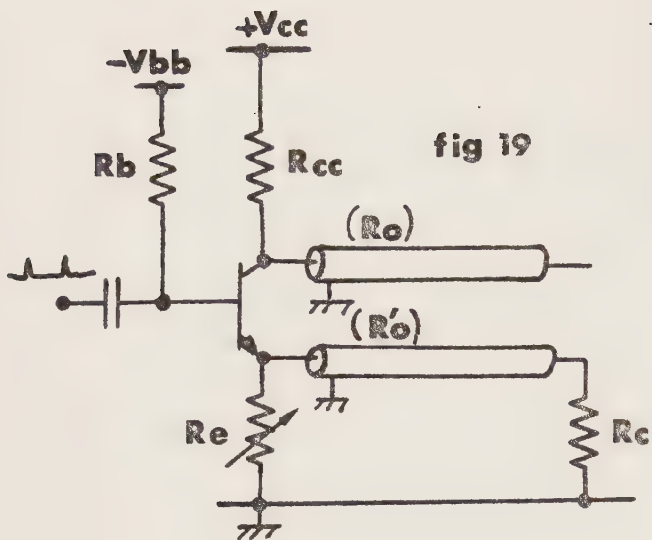
Si l'on exclut les transistors étudiés spécialement pour fonctionner en avalanche (tensions disruptives très élevées, mais prix prohibitif) il reste parmi les transistors au silicium fabriqués suivant la technique "planar" un choix assez étendu de types pouvant donner satisfaction.

Ces transistors sont caractérisés par une dissipation importante, des tensions élevées, et des temps de commutation faibles. En nous basant sur l'étude faite par J. RUSCHER (23), nous avons choisi le type 2N 2651 dont les caractéristiques moyennes sont :

$$BV_{CBO} \approx 40 \text{ V}$$

$$LV_{CEO} \approx 15 \text{ V}$$

puissance dissipable à l'air libre 360 mW



Nous avons retenu le montage de la figure 20.

Le câble ouvert utilisé est un 75 PD de 69Ω (longueur pour 4 ns, environ 15 cm) adapté par une résistance d'émetteur de 68Ω .

La tension de + 100 v étant imposée, on a réglé la résistance de collecteur de façon à avoir une puissance dissipée au repos faible.

La puissance instantanée en fonctionnement est de l'ordre de 5,3 Watt, celle, moyenne en fonctionnement est de l'ordre de 50 mW.

Le 2N 2651 est déclenché par des impulsions positives obtenues par mise en forme et différentiation à partir de l'astable.

L'impulsion utilisable obtenue dans 50 Ω (Tektronix 661) est de 11 volts d'amplitude, les temps de montée et de descente étant de l'ordre de 0,6 ns pour une largeur à mi hauteur de 4 ns (figure 21).

Transformateur d'impulsions

Le transformateur utilisé (figure 22) est du type à ligne ; sa théorie a été présentée par Ruthroff (24) et ses applications en électronique rapide développées par l'IRN - Strabourg (25).

Il a été réalisé à l'aide de câble subminiature 50 PPD enroulé sur un tore de Fernalite LTT 2003. La largeur de l'impulsion à transmettre est telle que l'adaptation MF, qui détermine l'amplitude de l'impulsion de sortie est ici de loin la plus importante.

On obtient ainsi des impulsions de 5 volts dans 25Ω (figure 23). Il faut cependant remarquer que pour augmenter la largeur de l'impulsion à transmettre, il conviendrait rapidement de modifier le schéma précédent afin de le rendre synétrique du point de vue BF (figure 24).

CHAPITRE VI

LES PORTES ET LES ETAGES DE SORTIE

Le choix du type des portes a été conditionné par la rapidité de commutation à obtenir. Dans le cas du montage 1, il est possible d'employer une porte fonctionnant dans toute la gamme dynamique du convertisseur, d'où l'adoption d'une porte asymétrique à transistors ne nécessitant pas d'amplification ultérieure.

Dans le montage 2, beaucoup plus rapide, il est préférable de travailler à niveau plus faible : on a choisi une porte synétrique à diodes ; mais l'échantillon, allongé après sa prise en valeur crête, doit être amplifié avant utilisation par le convertisseur. Les signaux étudiés (bruit en particulier) étant généralement à valeur moyenne nulle, il est possible de déterminer leurs propriétés statistiques en se bornant aux valeurs soit positives, soit négatives ; on pourra toujours cependant analyser intégralement un signal bipolaire en lui superposant une tension continue, aux prix toutefois d'une réduction du gain utilisable. La porte 1, asymétrique, ne peut accepter que des signaux négatifs, et il faudrait inverser au préalable la polarité du signal pour étudier les valeurs positives en bénéficiant du gain total. La porte 2 par contre, synétrique, accepte les 2 polarités et pour bénéficier du gain maximum, il suffirait de changer le signe du seul échantillon.

A) Montage 1 - Porte à transistors - Etage de sortie

On a cherché à réaliser une porte linéaire

-relativement rapide

- ayant une dynamique de l'ordre de 0 V - 10 V.

Elle devait être alimentée par l'étage de sortie de l'amplificateur 1 éventuellement complété d'un "émetteur suiveur". Ceci n'a pas permis d'utiliser le type de porte employé dans le convertisseur (commande directe par sa base, d'un transistor porte alimenté sous faible impédance) : l'impulsion obtenue était

caractérisée par un temps d'ouverture élevé dû sans doute à la présence des capacités de collecteur.

Nous avons préféré utiliser le type de porte donné à la figure 25.

La tension de sortie continue de l'amplificateur, c'est à dire également la tension base de T_1 est réglable autour de zéro volt.

T_2 reçoit toutes les 500 ns des impulsions négatives qui le bloquent pendant quelques dizaines de ns, ce qui correspond à l'ouverture de la porte ; quand T_2 conduit, la tension de sortie en S' est maintenue à un certain potentiel faible $V_{CE\text{ sat}}(T_2)$, la porte est fermée.

En fait lorsque on alimente l'amplificateur en sinusoïdal, on obtient les oscillogrammes suivant en S (figure 26).

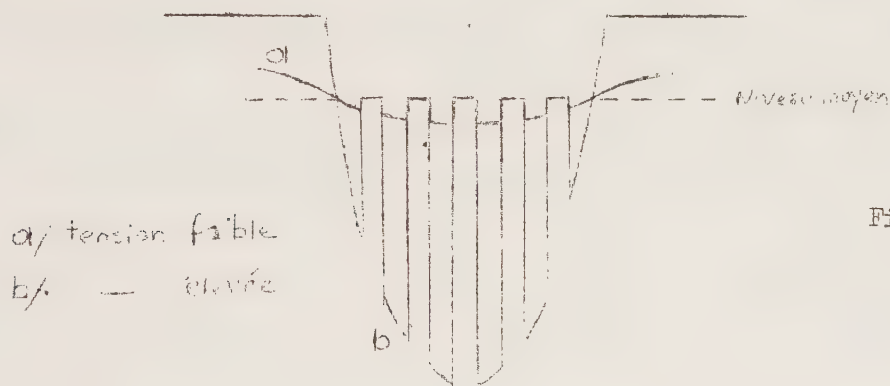


Figure 26

- Alternances négatives

Quant T_2 est bloqué, T_1 fonctionne en "émetteur suiveur", partant de la limite zone-linéaire - zone de saturation, pour être porté vers la limite zone linéaire - zone de blocage, lorsque la tension d'entrée augmente en valeur absolue.

La tension émetteur de T_2 , V_s , peut descendre vers - 9 v et T_2 doit cependant rester bloqué : il faut alors une tension base de T_2 au blocage plus négative que V_s . Mais pour $V_s \approx 0$, ceci correspondrait à une tension inverse V_{EB} supérieure à BV_{EBX} ; on constate qu'en fait V_{EB} se stabilise vers 10 v environ.

Quand T_4 est saturé, la tension base de T_2 est $V_{CE \text{ sat}}(T_4) (\approx 0,15 \text{ V, Ge})$
 $-V_s$ est maintenue à $-(V_{CE}(T_4) + V_{BE}(T_2)) = -V_{CE \text{ sat}}(T_4) \approx -0,6 \text{ V}$.

- Alternances positives

Quand la base de T_1 devient positive (ce qui pourrait d'ailleurs être évité) le potentiel en S suit et devient supérieur à la tension base de T_2 qui se bloque. On est ensuite limité par la tension collecteur de T_1 T_2 .

D'après ce qui précède, pour réaliser l'échantillonnage à partir de zéro volt, il suffit de décaler la tension émetteur de T_4 de $+V_{CE}(T_2)$, ce qui a été fait à partir du $+5 \text{ V}$ à l'aide d'un circuit à diode Zener.

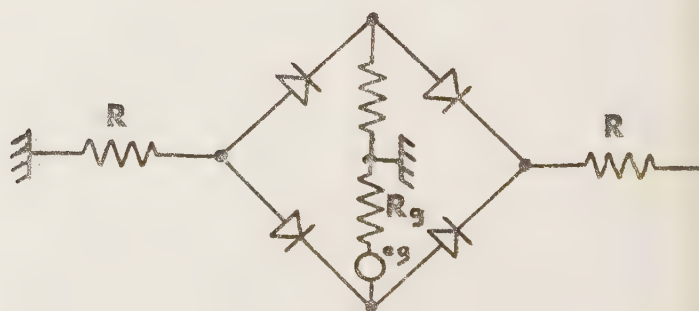
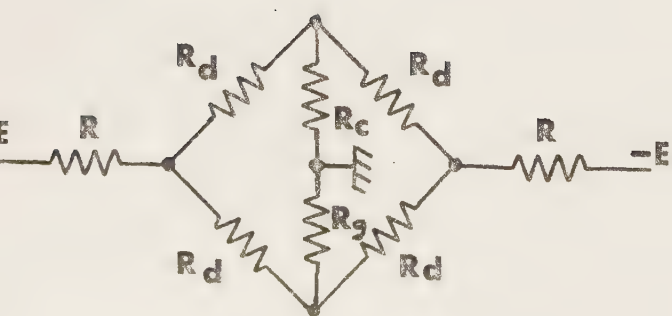
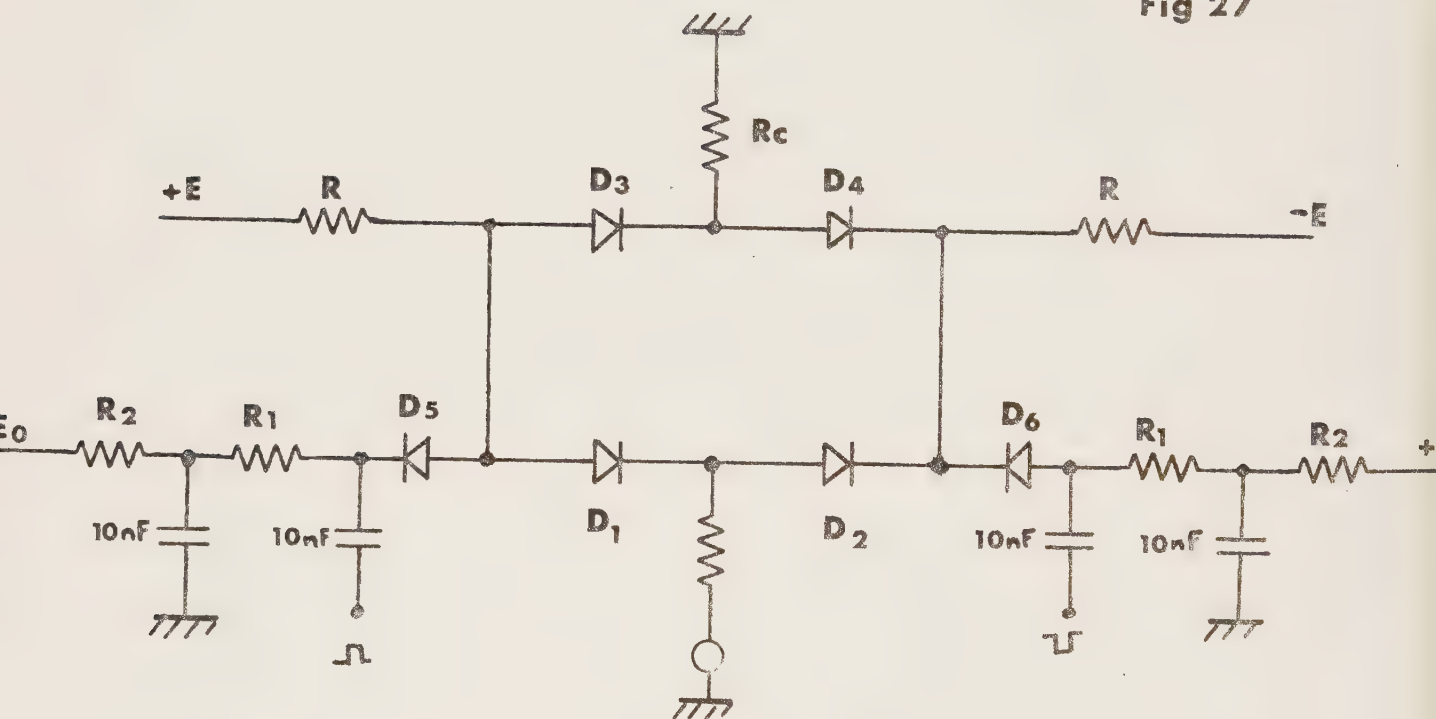
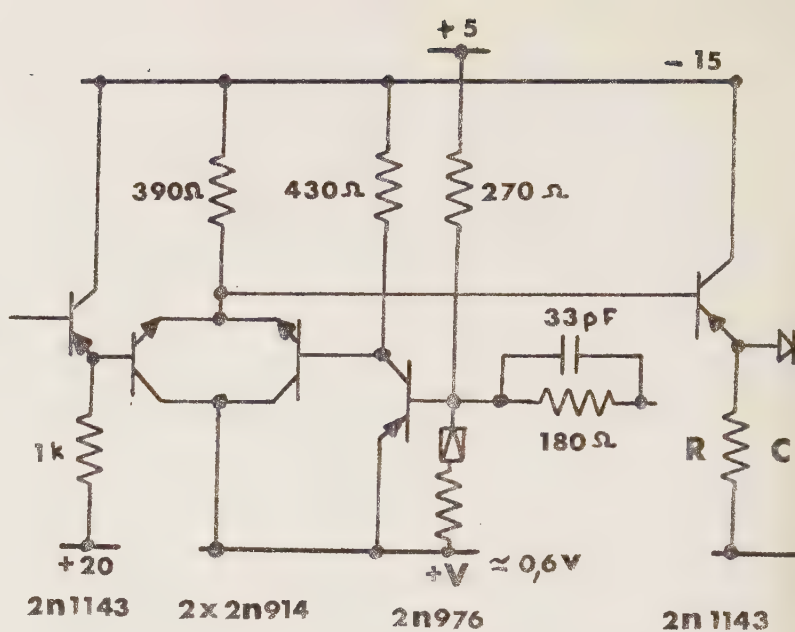
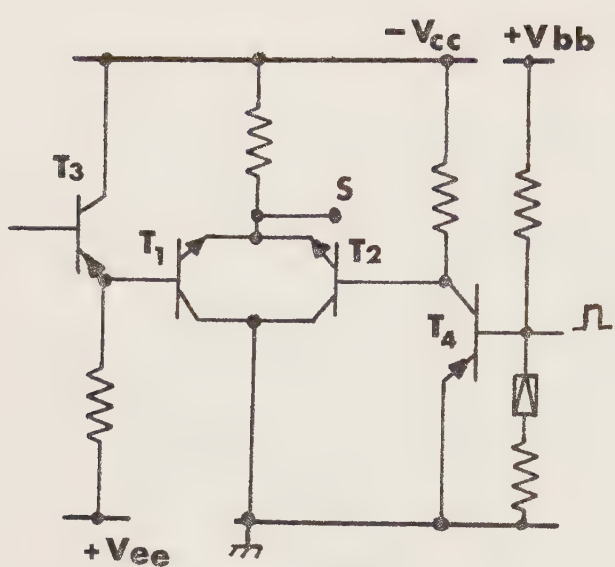
D'autre part, l'on désire sortir sur un circuit identique à celui d'entrée du convertisseur ("émetteur suiveur" légèrement polarisé en conduction). Le schéma adopté est donné à la figure 27.

La tension de sortie continue de l'amplificateur et la tension $+V$ sont réglées de façon à échantillonner à partir de zéro.

A la sortie de la porte on obtient les temps de commutation suivants pour une impulsion de 8 V max faisant 40 ns de large à mi hauteur (figure 28).



Figure 28.



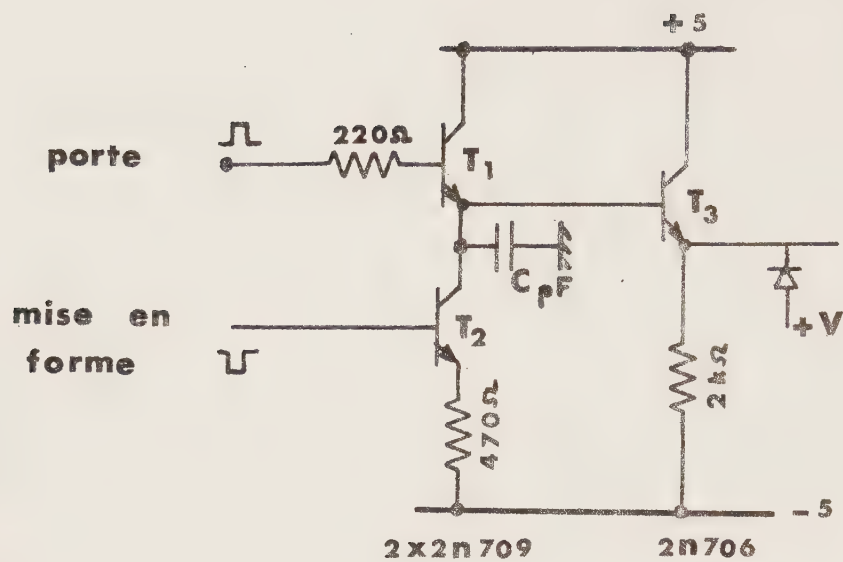


Fig 31

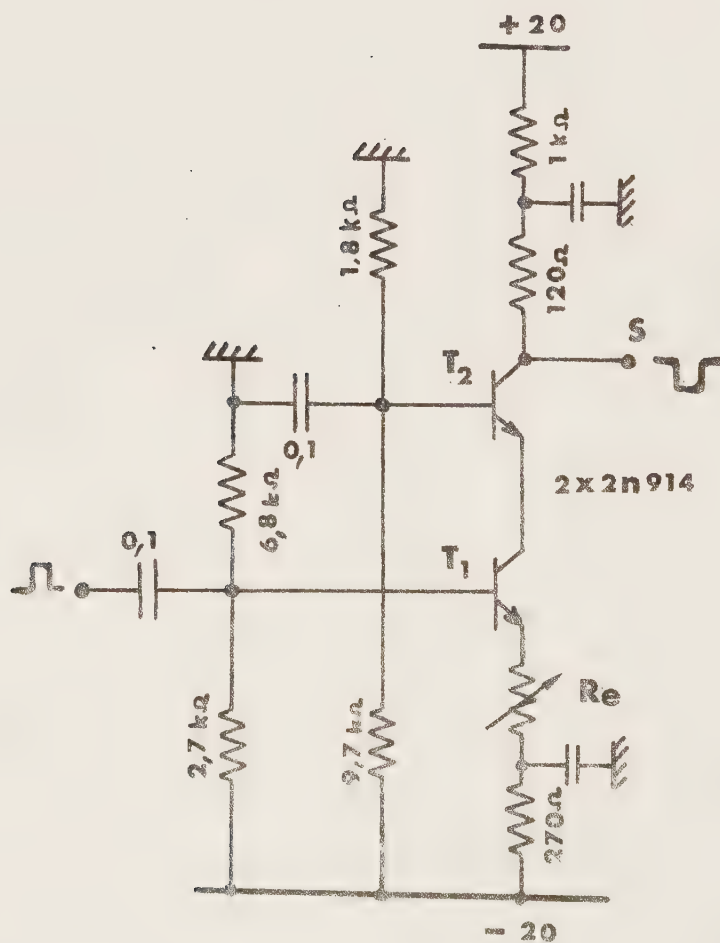


Fig 32

Allongeur

Son principe a été exposé en (28). Le circuit réalisé est conforme à la figure 31.

T_2 est bloqué pendant 40 ns par des impulsions provenant du monostable et préalablement mises en forme ; durant cette période, l'impulsion positive sortant de la porte après échantillonnage charge la capacité C à sa valeur crête et cette tension se maintient jusqu'à décharge de C par T_2 . Il convient que T_2 soit bloqué quelques ns avant l'arrivée des impulsions de porte, ce qui a été réalisé en retardant ces dernières par câble.

Quand T_2 se bloque, la tension émetteur-base de T_1 varie, ceci correspond à la suppression du courant base d'alimentation de T_2 ; il y a apparition d'une impulsion positive sur la base de T_3 , dont on peut régler l'amplitude en introduisant un seuil variable sur l'émetteur de ce dernier.

On a tracé la courbe de linéarité de l'ensemble porte-allongeur (fig. 34). La zone utilisée s'étend jusqu'à 1,4 volt, ce qui conduit à un gain de 6 pour l'amplificateur de sortie, et à une tension de bruit crête tolérable de 40 mV ; le bruit propre à la sortie de l'allongeur étant 120 mV, il y a intérêt, pour travailler à niveau faible à assurer une légère polarisation positive de la porte en modifiant le niveau de sortie continu de l'amplificateur. Le signal minimum à l'entrée de la porte est alors 60 mV, ce qui donne donc en sortie de l'allongeur 36 mV, correspondant sensiblement au seuil du convertisseur.

Amplificateur de sortie

Nous avons choisi (chapitre IV) un étage cascode simple réalisé en transistors NPN. Le gain de tension pour une attaque sous faible impédance est :

$$\frac{R(\text{charge de } T_3)}{R(\text{émetteur de } T_1)}$$

ceci dans la mesure où $r_e \ll R_e$, ce qui amène à prendre un courant émetteur I_e élevé ; ici $I_e \approx 15 \text{ mA}$ et $r_e = \frac{25}{15} \approx 1,7 \Omega \ll R_e (\approx 25 \Omega)$.

Le gain est ici directement contrôlable par R_e (figure 32).

CHAPITRE VII

CARACTERISTIQUES GENERALES

Nous donnons ici les caractéristiques entrée-sortie (hauteur de l'impulsion négative de sortie en fonction de la tension d'entrée) ainsi que les schémas complets des 2 échantillonneurs.

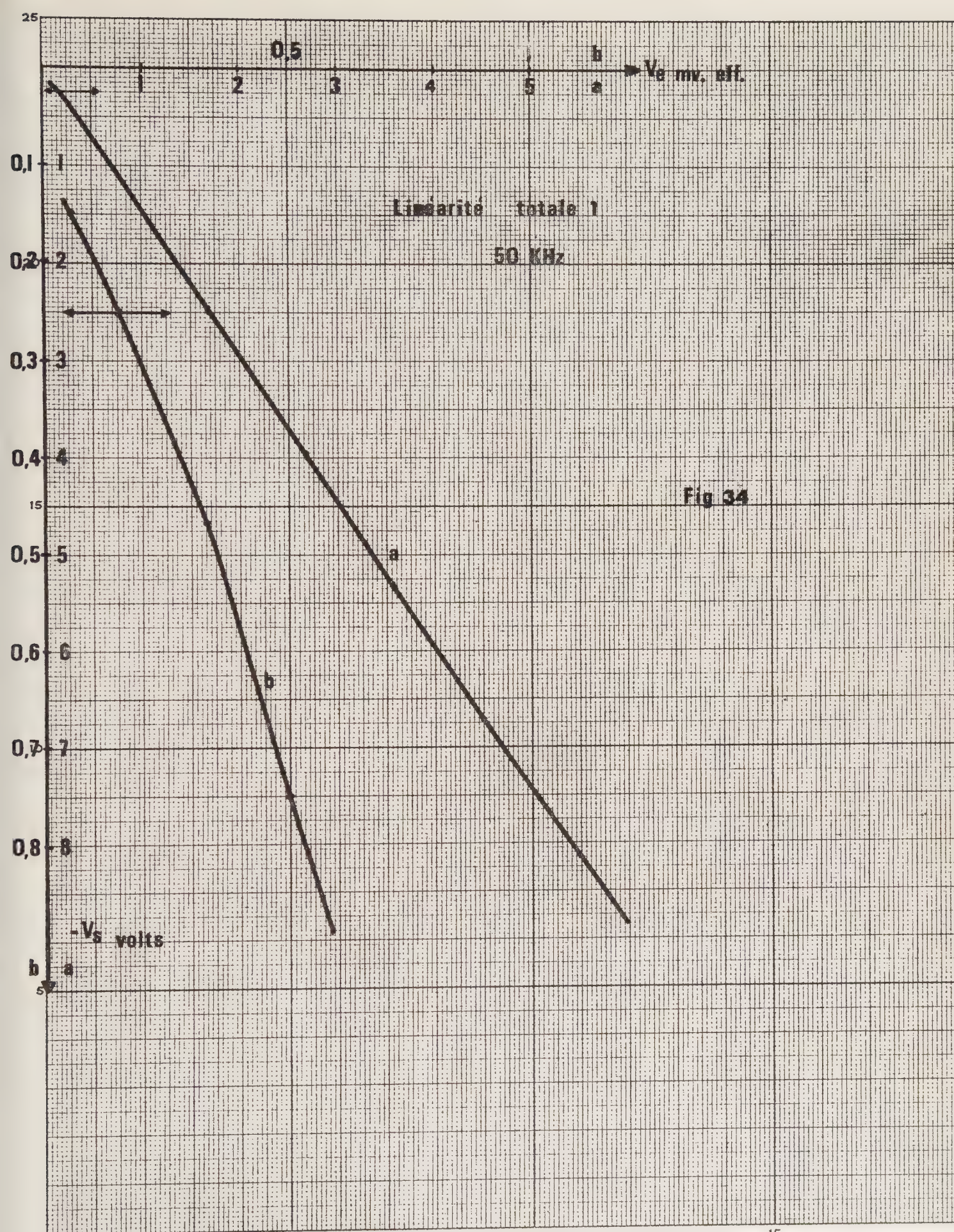
Montage 1 (figure 36)

Les 3 collecteurs communs en cascade introduisent un affaiblissement de 0,85 du gain de tension, et le gain total est de l'ordre de 1500 (relevé au Tektronix 585 et au millivoltmètre Philips 6012, à 50 KHz). Pour les faibles tensions d'entrée ($< 0,5$ mv), les mesures, peu précises, permettent assez mal d'apprécier la distorsion. Le bruit de la porte est de ~ 150 mv ; la plage d'utilisation à l'entrée de 0,15 à 5 mv.

On a tracé une courbe a complète et une courbe b pour les tensions faibles (fig. 34).

Montage 2 (figure 37)

On donne de même la caractéristique générale entréesortie (0,8 MHz). Le gain total est de l'ordre de 900, ce qui conduit à une plage d'utilisation de 0,25 mv à 9 mv à l'entrée, dans le cas d'une amplification maximum (fig. 35).



0,5

b

V_e mv. eff.

2

3

4

5

a

0,1

Linearité totale 1

50 KHz

0,2

0,3

0,4

15

Fig 34

0,5

a

0,6

b

0,7

0,8

$-V_s$ volts

b

a

s

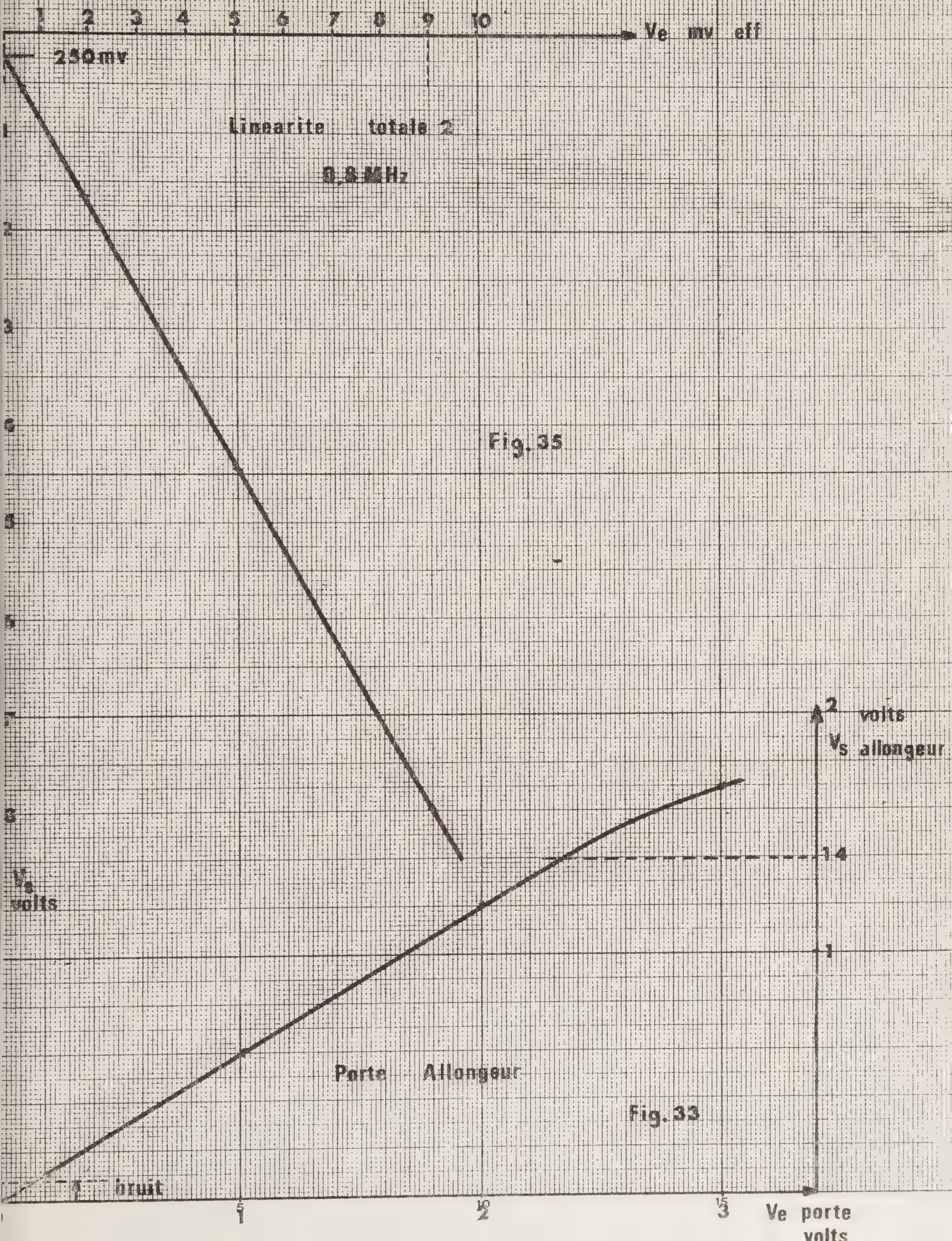


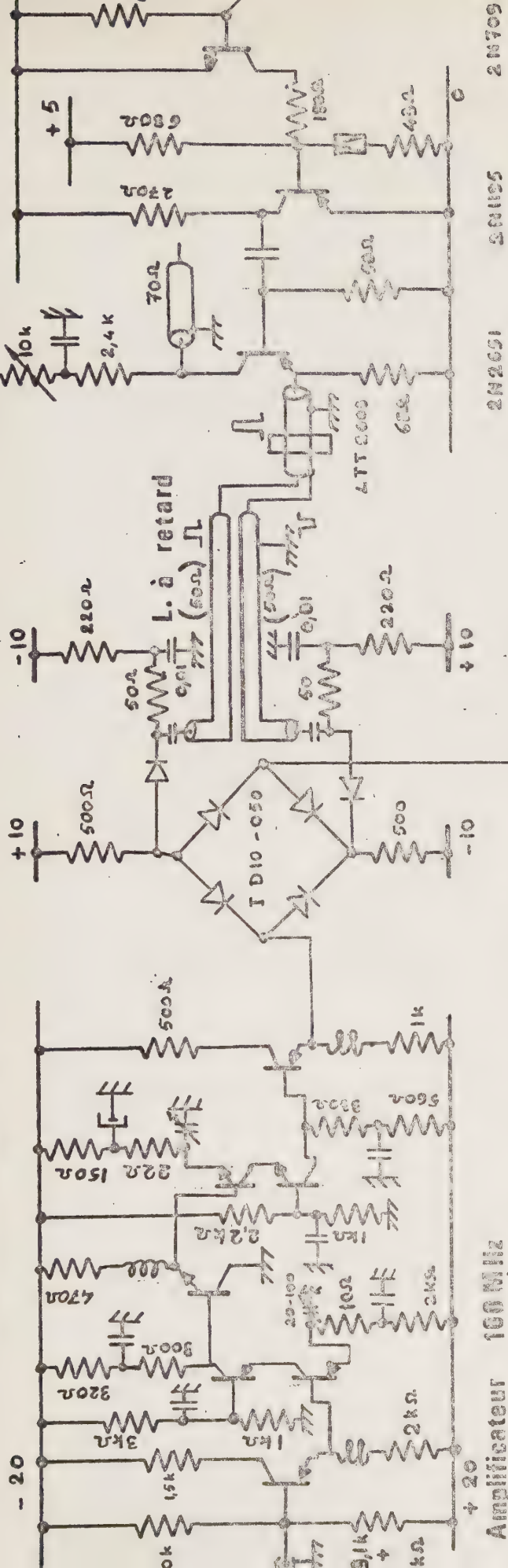
Figure 1



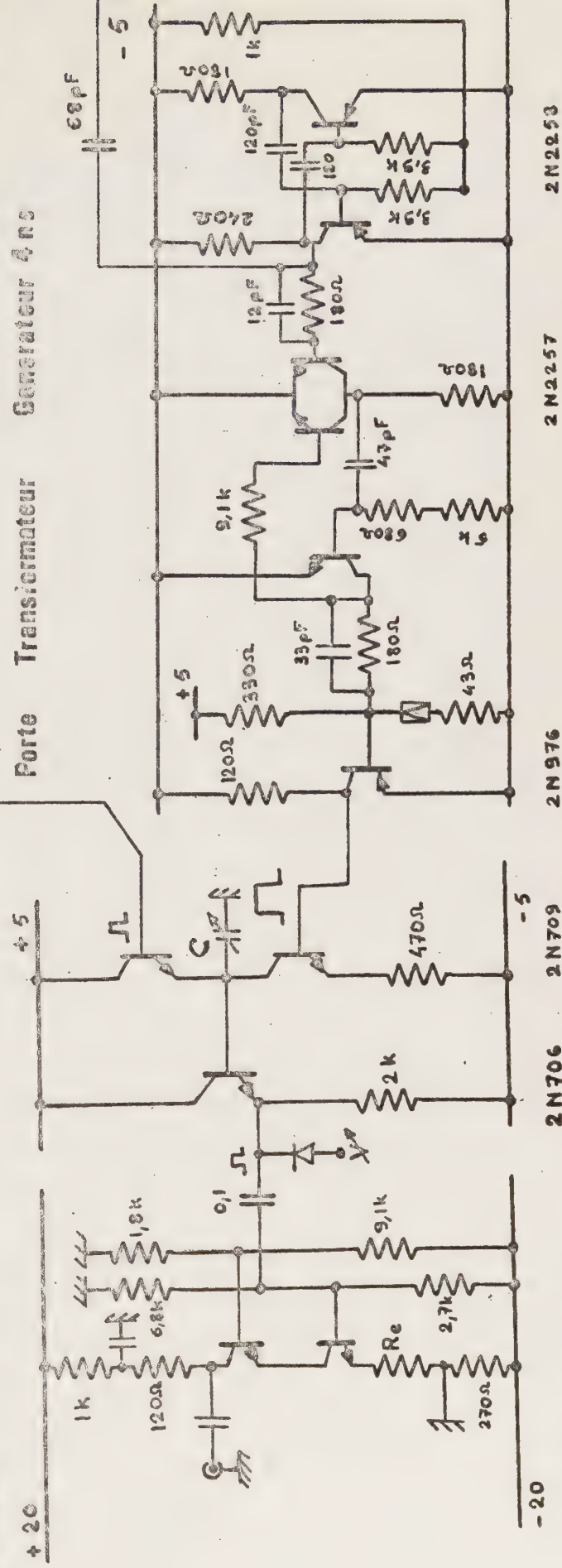
Generateur 40ns

Fig 36

Echantillonneur 2



2000
1999
1998
1997
1996
1995
1994
1993
1992
1991
1990
1989
1988
1987
1986
1985
1984
1983
1982
1981
1980
1979
1978
1977
1976
1975
1974
1973
1972
1971
1970
1969
1968
1967
1966
1965
1964
1963
1962
1961
1960
1959
1958
1957
1956
1955
1954
1953
1952
1951
1950
1949
1948
1947
1946
1945
1944
1943
1942
1941
1940
1939
1938
1937
1936
1935
1934
1933
1932
1931
1930
1929
1928
1927
1926
1925
1924
1923
1922
1921
1920
1919
1918
1917
1916
1915
1914
1913
1912
1911
1910
1909
1908
1907
1906
1905
1904
1903
1902
1901
1900
1899
1898
1897
1896
1895
1894
1893
1892
1891
1890
1889
1888
1887
1886
1885
1884
1883
1882
1881
1880
1879
1878
1877
1876
1875
1874
1873
1872
1871
1870
1869
1868
1867
1866
1865
1864
1863
1862
1861
1860
1859
1858
1857
1856
1855
1854
1853
1852
1851
1850
1849
1848
1847
1846
1845
1844
1843
1842
1841
1840
1839
1838
1837
1836
1835
1834
1833
1832
1831
1830
1829
1828
1827
1826
1825
1824
1823
1822
1821
1820
1819
1818
1817
1816
1815
1814
1813
1812
1811
1810
1809
1808
1807
1806
1805
1804
1803
1802
1801
1800
1799
1798
1797
1796
1795
1794
1793
1792
1791
1790
1789
1788
1787
1786
1785
1784
1783
1782
1781
1780
1779
1778
1777
1776
1775
1774
1773
1772
1771
1770
1769
1768
1767
1766
1765
1764
1763
1762
1761
1760
1759
1758
1757
1756
1755
1754
1753
1752
1751
1750
1749
1748
1747
1746
1745
1744
1743
1742
1741
1740
1739
1738
1737
1736
1735
1734
1733
1732
1731
1730
1729
1728
1727
1726
1725
1724
1723
1722
1721
1720
1719
1718
1717
1716
1715
1714
1713
1712
1711
1710
1709
1708
1707
1706
1705
1704
1703
1702
1701
1700
1699
1698
1697
1696
1695
1694
1693
1692
1691
1690
1689
1688
1687
1686
1685
1684
1683
1682
1681
1680
1679
1678
1677
1676
1675
1674
1673
1672
1671
1670
1669
1668
1667
1666
1665
1664
1663
1662
1661
1660
1659
1658
1657
1656
1655
1654
1653
1652
1651
1650
1649
1648
1647
1646
1645
1644
1643
1642
1641
1640
1639
1638
1637
1636
1635
1634
1633
1632
1631
1630
1629
1628
1627
1626
1625
1624
1623
1622
1621
1620
1619
1618
1617
1616
1615
1614
1613
1612
1611
1610
1609
1608
1607
1606
1605
1604
1603
1602
1601
1600
1599
1598
1597
1596
1595
1594
1593
1592
1591
1590
1589
1588
1587
1586
1585
1584
1583
1582
1581
1580
1579
1578
1577
1576
1575
1574
1573
1572
1571
1570
1569
1568
1567
1566
1565
1564
1563
1562
1561
1560
1559
1558
1557
1556
1555
1554
1553
1552
1551
1550
1549
1548
1547
1546
1545
1544
1543
1542
1541
1540
1539
1538
1537
1536
1535
1534
1533
1532
1531
1530
1529
1528
1527
1526
1525
1524
1523
1522
1521
1520
1519
1518
1517
1516
1515
1514
1513
1512
1511
1510
1509
1508
1507
1506
1505
1504
1503
1502
1501
1500
1499
1498
1497
1496
1495
1494
1493
1492
1491
1490
1489
1488
1487
1486
1485
1484
1483
1482
1481
1480
1479
1478
1477
1476
1475
1474
1473
1472
1471
1470
1469
1468
1467
1466
1465
1464
1463
1462
1461
1460
1459
1458
1457
1456
1455
1454
1453
1452
1451
1450
1449
1448
1447
1446
1445
1444
1443
1442
1441
1440
1439
1438
1437
1436
1435
1434
1433
1432
1431
1430
1429
1428
1427
1426
1425
1424
1423
1422
1421
1420
1419
1418
1417
1416
1415
1414
1413
1412
1411
1410
1409
1408
1407
1406
1405
1404
1403
1402
1401
1400
1399
1398
1397
1396
1395
1394
1393
1392
1391
1390
1389
1388
1387
1386
1385
1384
1383
1382
1381
1380
1379
1378
1377
1376
1375
1374
1373
1372
1371
1370
1369
1368
1367
1366
1365
1364
1363
1362
1361
1360
1359
1358
1357
1356
1355
1354
1353
1352
1351
1350
1349
1348
1347
1346
1345
1344
1343
1342
1341
1340
1339
1338
1337
1336
1335
1334
1333
1332
1331
1330
1329
1328
1327
1326
1325
1324
1323
1322
1321
1320
1319
13



Amplificateur de sortie

Allongeur

Generateur 40ns

Fig 37

CONCLUSION

Nous avons étudié et réalisé deux dispositifs d'échantillonnage, essentiellement destinés à l'étude statistique de phénomènes aléatoires stationnaires.

Après l'exposé d'une méthode de détermination expérimentale des densités de probabilité de ces phénomènes, nous présentons dans une première partie deux techniques d'échantillonnage utilisables, et les schémas synoptiques des montages réalisés.

La tension à étudier est tout d'abord amplifiée linéairement, et son étendue spectrale limitée à 10 MHz (1) ou 100 MHz (2) suivant l'amplificateur ; le signal est ensuite découpé à une fréquence de 2 MHz - fréquence du convertisseur analogique digital - en "échantillons" de largeur variable, respectivement de 10 à 100 ns (1) et de 2 à 10 ns (2). Les échantillons (1), envoyés directement au convertisseur, sont pris en valeur crête par le circuit de mémoire de celui-ci ; les échantillons (2), après leur prise en valeur crête par un circuit différent, sont allongés et amplifiés de façon à être utilisables par le convertisseur. Dans les deux cas les échantillons seraient susceptibles d'être, au préalable, intégrés.

La deuxième partie est consacrée à l'étude détaillée des deux échantillonneurs, et leurs éléments communs (amplificateurs, générateurs d'impulsions, portes) y sont traités parallèlement.

Nous donnons enfin les caractéristiques générales obtenues ; les gains maxima sont de l'ordre de 1500 (1) et de 900 (2) et correspondent à des plages d'utilisation à l'entrée de 0,15 à 5 mv et de 0,25 à 9 mv respectivement, à sensibilité maximum.

A N N E X E

Les techniques de l'amplification à large bande ne sont envisagées ici que sous l'angle des deux amplificateurs de tension à réaliser ; nous nous bornons à citer les éléments nécessaires à leur réalisation, en justifiant ce choix au chapitre IV.

Ainsi, il n'est pas étudié le montage émetteur commun avec réaction shunt, plus propice à l'amplification de courant, et qui ne permet pas de liaisons continues aisées ; de même que la compensation par self de collecteur, qui donnerait ici des résultats équivalents à ceux de la réaction ReCe d'émetteur (29) mais d'une façon moins souple.

A) Généralités sur le transistor H.F.

Le domaine de validité du schéma équivalent de Giacoletto, dont on peut considérer les paramètres comme indépendants de la fréquence, s'étend jusqu'aux environs de la fréquence de transition f_t . Les principaux paramètres sont :

$r_{bb'}$ résistance répartie de base, entre la base active et l'électrode de sortie

$r_e = \frac{kT}{qI_e}$ résistance dynamique de la jonction émetteur base, à 17° C, $r_e \approx \frac{25 \Omega}{I_{mA}}$

$\beta_{ac} = \frac{\alpha}{r_e}$ pente, ou transconductance

M facteur de réaction d'Early ($\approx 10^{-5}$, 10^{-6})

$C_{b'e}$ capacité de la jonction directe base-émetteur, principalement due à la capacité de diffusion

$C_{b'c}$ capacité de la jonction inverse collecteur base, principalement due à la capacité de transition.

$$f_{\beta} = \frac{1}{2\pi C_{b'e} r_{b'e}} \quad \text{fréquence de coupure à } -3 \text{ db } (r_{b'e} = \frac{r_e}{1 - \alpha_0} \approx (\beta_0 + 1)r_e)$$

$$f_t = \frac{1}{2\pi C_{b'e} r_e} \quad \text{fréquence de transistion (fréquence à laquelle } |\beta| = 1) \\ \text{(produit gain-bande passante en courant)}$$

On utilisera de même ω_{β}, ω_t

α gain de courant en base commune (α_0 valeur en basse fréquence)

β gain de courant en émetteur commun (β_0 valeur en basse fréquence)

Il ne sera pas tenu compte d'un certain nombre d'éléments de peu d'importance ici :

$$r_{ce} = \frac{r_e}{\mu} ; \quad r_{b'o} = \frac{r_e}{(1 - \alpha_0)} \dots \text{etc.}$$

e_g et R_g caractériseront un générateur de tension, C_p désignera l'ensemble des capacités parasites éventuelles apportées par la charge R_c .

B) Différents montages simples

Montage base commune

On peut en donner un schéma conforme à la figure 38.

Il présente en BF une résistance d'entrée relativement faible

$$r_e + r_{bb'} (1 - \alpha_0)$$

et une résistance de sortie relativement élevée $\frac{r_e}{1 - \alpha_0}$

Le gain de tension $\frac{e_s}{e_g}$ peut se mettre sous la forme :

$$G_v \approx \frac{\alpha_0 R_c}{R_g + r_e + r_{bb'} (1 - \alpha_0)} \cdot \frac{1}{(1 + j 2\pi f R_c C_t) (1 + j 2\pi f C_{b'o} r_e)} \cdot \frac{R_g + r_{bb'}}{r_g + r_e + r_{bb'} (1 - \alpha_0)}$$

(en posant l'ensemble des capacités en parallèle sur R_c égales à $C_t \approx C_{b'e} + C_p + C_c$) c'est à dire, en supposant que le circuit d'entrée contrôle seul la réponse en fréquence (R_c suffisamment faible, cas pratique).

$$G_v \approx \frac{G_{vo}}{1 + \frac{p}{\omega_{bc}}} \quad \text{avec } \omega_{bc} = \frac{1}{r_e C_{b'e} \frac{R_g + r_{bb'}}$$

$$\frac{R_g + r_{bb'}}{R_g + r_e + r_{bb'}(1 - \alpha_o)}$$

Suivant la valeur de la résistance interne R_g du générateur, on pourra approcher de ω_t (attaque en courant, $R_g \gg r_{bb'}$), ou, dans le cas le plus défavorable, obtenir (attaque en tension, $R_g = 0$).

$$\omega_{bc} = \omega_t \frac{r_e + r_{bb'}(1 - \alpha_o)}{r_{bb'}}$$

Montage collecteur commun

Le schéma précédent en collecteur commun est donné à la figure 39.

En première approximation, on pourra négliger $C_{b'e}$ dont l'impédance est grande.

En B.F., l'impédance d'entrée est relativement élevée : $r_{bb'} + \beta_o(r_e + R_c)$

celle de sortie faible :

$$r_c + \frac{r_g + r_{bb'}}{\beta_o}$$

quand la fréquence s'élève on a plutôt :

$$Z_e \approx r_{bb'} + \frac{1 + g_m R_c}{j\omega [C_{b'e} + C_{b'e}(1 + g_m R_c)]} \quad \text{qui décroît avec } \omega$$

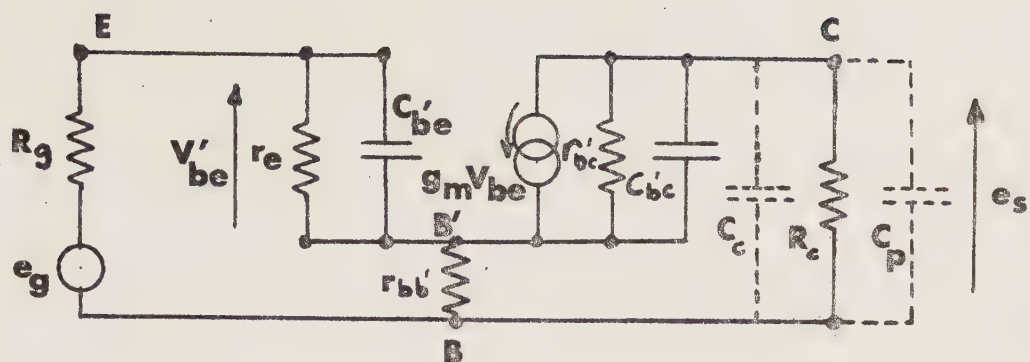


fig 38

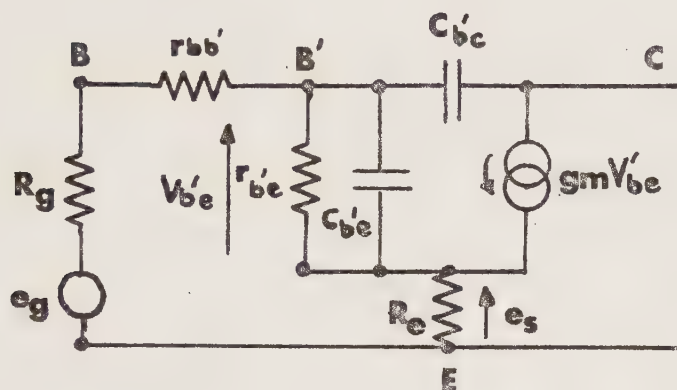


fig 39

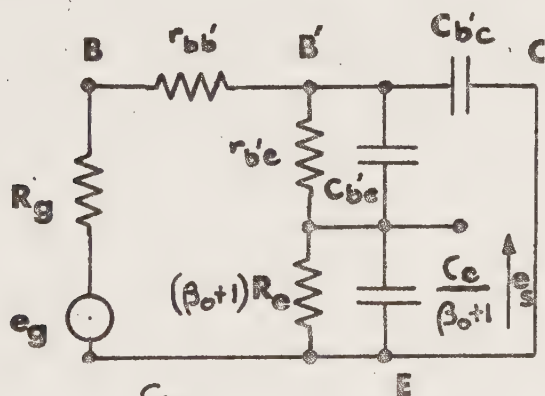


fig 40

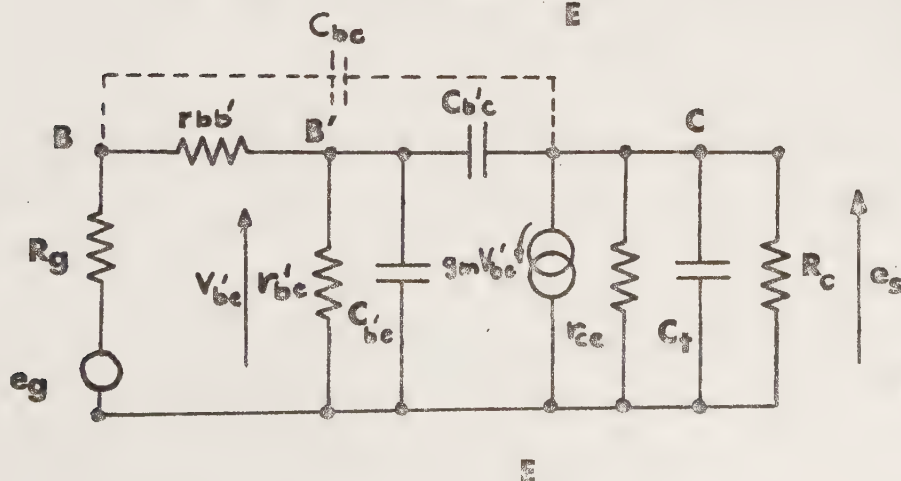


fig 41

$$Z_s \approx \frac{1}{g_m} \left[1 + j C_{b'e} \omega (R_G + r_{bb'}) \right] \quad \text{qui croît}$$

Il pourra s'avérer nécessaire de compenser ces variations par l'introduction d'une self émetteur (30)

Le gain de tension $\frac{e_s}{e_g}$ est sensiblement de la forme

$$G_V = \frac{1}{1 + j \frac{p}{\omega_{cc}}}$$

$$\text{avec } \omega_{cc} = \frac{1}{r_e C_{b'e}} \frac{R_G + r_{bb'} + \frac{r_G + r_{bb'}}{\beta_0}}{R_G + r_{bb'} + R_e} \quad \text{seul point remarquable}$$

La limitation en fréquence est due à $r_{bb'}$, quand R_e tend vers zéro; ω_{cc} peut être supérieure à ω_T quand $R_e > r_e$ et tend vers ω_T pour $R_e \rightarrow \infty$. Cependant, en tenant compte de $C_{b'e}$ et d'une capacité éventuelle C_e en parallèle sur R_e , il sera plus exact de considérer la figure 40, où l'on approximera $C_{b'e}$

en l'intégrant dans

$$\frac{C_e}{\beta_0 + 1} \ll C_{b'e}$$

D'où une valeur plus précise du gain en posant $\omega_e = \frac{1}{R_e C_e}$

$$\frac{\beta_0 R_e}{\left(\frac{p}{\omega_\beta} \right)^2 \frac{\omega_\beta}{\omega_e} (R_G + r_{bb'}) + \left(\frac{p}{\omega_\beta} \right) \left[\left(1 + \frac{\omega_\beta}{\omega_e} \right) (R_G + r_{bb'}) + \beta_0 r_e \frac{\omega_\beta}{\omega_e} \right] + \beta_0 (R_e + r_e) + R_G + r_{bb'}}$$

G_V comporte 2 pôles et l'on pourra obtenir, suivant leur place dans le plan complexe diverses réponses en fréquence.

Montage Emetteur commun

1) Simple

Le schéma équivalent en est celui de la figure 41.

C_t : capacité totale en parallèle sur R_c

Il présente en BF une résistance d'entrée moyenne : $r_{bb'} + (\beta_o + 1) r_e$

et en BF une résistance de sortie moyenne : $r_e = \frac{r_e}{M}$

ceci par rapport aux montages précédents.

La difficulté principale d'utilisation de ce montage provient de la réaction due aux capacités C_{bc} , $C_{b'c}$.

En supposant $C_{b'c}$ prépondérante, ou en y incluant C_{bc} , il a été montré en particulier par Bruun (31) et Elmiss (32) que le schéma ci-dessus pouvait se ramener au suivant (figure 42)

$$\text{Avec } R_r \approx \frac{C_t}{g_m C_{b'c}} \quad \frac{1}{1 + \frac{\omega^2 C_t^2}{g_m^2}}$$
$$\text{et } C_r \approx \frac{1 + \omega^2 \frac{C_t^2}{g_m^2}}{1 + \omega^2 \frac{C_t^2}{g_m^2}} R_c$$

On peut prendre généralement $R_r = 0$ et $C_r = g_m C_{b'c} R_c$, lorsque l'on travaille avec des charges résistives faibles, $R_c \ll \frac{r_e}{M}$.

La figure précédente se simplifie en la figure 43.

Avec $C' \approx C_{b'c} + (1 + g_m R_c) C_{b'c}$. La fréquence de coupure est principalement déterminée par le circuit d'entrée.

De même que l'on définissait un produit gain-bande passante en courant

$$f_t = \frac{1}{2\pi C_{b'e} r_e} \sim \frac{g_m}{2 C_{b'e}}$$

On pourra définir ici comme le suggère Reddi (10) un nouveau produit $f'_t < f_t$

$$f'_t = \frac{1}{2 C'_t r_e} = \frac{f_t}{1 + 2\pi f_t R_c C_{b'e}}$$

et travailler alors avec un modèle de transistor sans réaction. Le produit gain - bande passante utilisable sera d'autant plus faible que $R_c C_{b'e}$ sera grand.

Le gain de tension $\frac{e_s}{e_g}$ de l'étage s'écrit sensiblement :

$$G_v = \frac{-R_c \beta_o}{R_g + r_{bb'} + r_{b'e}} \times \frac{1}{1 + j \cdot 2\pi \omega C'_t r_{b'e} \frac{R_g + r_{bb'}}{R_g + r_{bb'} + r_{b'e}}}$$

$$G_v = \frac{G_{vo}}{1 + \frac{p}{\omega_{ec}}}$$

$$\text{Il présente un seul pôle à } \omega = -\omega_{ec} = \frac{1}{r_{b'e} C'_t \frac{R_g + r_{bb'} + r_{b'e}}{R_g + r_{bb'}}}$$

Le produit gain bande passante en tension est :

$$G_{vo} \omega_{ec} = \frac{\beta_o R_c}{r_{b'e} C'_t (R_g + r_{bb'})} \sim \frac{g_m}{C'_t} \frac{R_c}{r_{bb'} + R_g}$$

Suivant que l'on attaquera l'étage en tension ou en courant, on obtiendra :

$$R_g = 0$$

Le produit gain-bande passante est maximum

$$\omega_{ec} = \frac{1}{C' \frac{r_{b'e} r_{bb'}}{r_{b'e} + r_{bb'}}$$

$r_{b'e}$ varie avec I_e mais $r_{bb'}$ est sensiblement constant et limite

$$\omega_{ec}$$

$$R_g \text{ grand} \quad \omega_{ec} = \frac{1}{2\pi C' r_{b'e}} < \omega_p \quad \text{dans le rapport} \quad \frac{C'}{C_{b'e}}$$

Le montage émetteur commun, s'il possède à la fois gain de courant et de tension, n'a qu'une réponse en fréquence assez faible, même dans les meilleures conditions d'attaque en tension. Pour l'améliorer, on est conduit à sacrifier le gain en tension par réduction de R_c , afin de faire tendre C' vers $C_{b'e}$.

2) Avec réaction R_e d'émetteur (pour une attaque en tension)

La résistance d'émetteur permet l'échange gain-bande passante, au prix d'une réduction de leur produit. Le schéma est conforme à la figure 44.

Et le gain prend la forme :

$$G_v = \frac{G_{vo}}{1 + \frac{p}{\omega'_{ec}}} \quad \text{avec} \quad G_{vo} = \frac{\beta_o R_c}{R_g + r_{bb'} + r_{b'e} + \beta_o R_e}$$

et un seul pôle pour :

$$\omega'_{ec} = \frac{1}{r_{b'e} C' \frac{R_g + r_{bb'} + r_{b'e} + \beta_o R_e}{R_g + r_{bb'} + R_e}}$$

avec cette fois ci $G' \approx C_{b'e} + C_{b'c} (1 + g_m (R_e + R_c) + \frac{R_e}{r_{b'e}})$

qui croît avec R_e .

Le produit gain bande passante en tension est :

$$G_{vo} \cdot \omega'_{ec} \approx \frac{\beta_o R_c}{r_{b'e} C' (R_g + r_{bb'} + R_e)} \approx \frac{g_m}{C'} \frac{R_c}{R_g + r_{bb'} + R_e}$$

et est donc inférieur à celui de l'émetteur commun simple, surtout dans le cas d'une attaque en tension.

En prenant R_e faible ($R_e < r_{b'e}$) et R_c faible également, on pourra avoir :

$$G' \approx C_{b'e} + C_{b'c} \approx C_{b'e}$$

soit :

$$\omega'_{ec} \approx \omega_\beta \frac{R_g + r_{bb'} + r_{b'e} + \beta_o R_e}{R_g + r_{bb'} + R_e} \gg \omega_{ec}$$

(ceci est réalisé dans le montage cascode).

Pour améliorer le produit gain-bande passante dégradé par l'introduction de R_e , on introduit une capacité C_e en parallèle sur cette résistance, ce qui permet de plus de modeler la réponse en fréquence, dans certaines limites.

3) Etage émetteur commun avec réaction $R_e C_e$

Un calcul simple montre que le gain prend la forme :

$$\frac{-\beta_o \omega_\beta R_c (p + \omega_e)}{p^2 (R_g + r_{bb'}) + p \left[\omega_e (R_g + R_e + r_{bb'}) + \omega_\beta (R_g + R_{b'e} + r_{bb'}) + \omega_e \omega_\beta (R_g + r_{b'e} + r_{bb'} + R_e (\beta_o + 1)) \right]}$$

$$\text{avec } \omega_e = \frac{1}{R_e C_e}$$

expression comportant un zéro et deux pôles. Le gain BF, $G_{ve} = \frac{I_{ce}}{C}$

est inchangé. Suivant la réponse désirée (meilleur temps de montée sans dépassement dans un amplificateur d'impulsion, réponse la plus linéaire en fréquence, ou en phase ...) et donc suivant la place du zéro et des pôles dans le plan complexe, on obtiendra un produit gain-bande passante variable mais supérieur au précédent. Dans le premier cas l'amélioration du temps de montée, calculé suivant la méthode d'Elmore, est de l'ordre de 0,63. On donne (chapitre IV) dans le 2ème cas, la valeur du produit gain-bande passante.

Le cascode - Expression simple du gain de tension

Les transistors (figure 45) sont supposés identiques et polarisés au même courant émetteur I_e . La charge R_c est suffisamment faible pour que la fréquence de coupure à la sortie $\frac{1}{2\pi R_c C_t}$ n'intervienne pas. Avec des

approximations identiques à celles employées précédemment, on trouve :

$$\frac{V_{ce}}{V_{be}} = \frac{\beta_0 \omega_p R_c}{R_g + r_{bb}} \frac{p + \omega_c}{p^2 + p \left[\omega_e (R_g + R_e + r_{bb}) + \omega_s (R_g + r_{bb} + r_{bb}) \right] + \omega_e \omega_s \frac{R_g + r_{bb} + r_{bb} + R_e}{R_g + r_{bb}}}$$

Lorsque le cascode est précédé d'un étage collecteur commun, on peut, en première approximation, considérer celui-ci comme un transformateur d'impédance et prendre $R_g = r_e + \frac{r_{bb} + R_e}{\beta_0}$; Ceci amènera, aux fréquences élevées, à apporter quelques modifications aux valeurs fournies par le calcul. On constate d'autre part que le gain $\frac{V_{ce}}{V_{be}}$ est de la forme :

$$\frac{k(p+a)}{p^2 + bp + c}$$

comme celui de l'étage émetteur commun à contre-réaction $R_e C_e$.

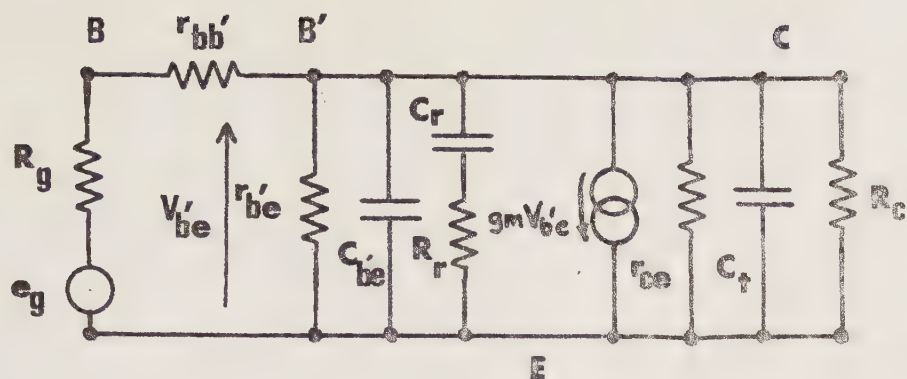


Fig 42

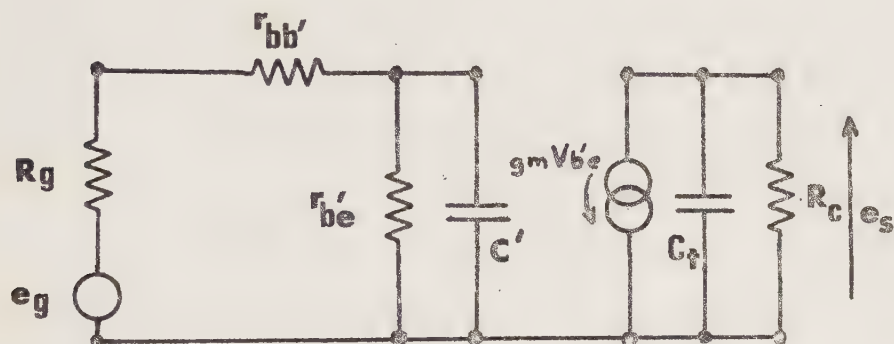


Fig 43

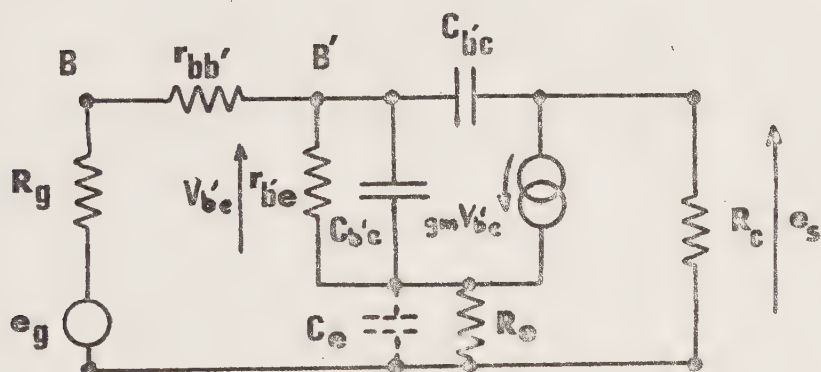


Fig 44

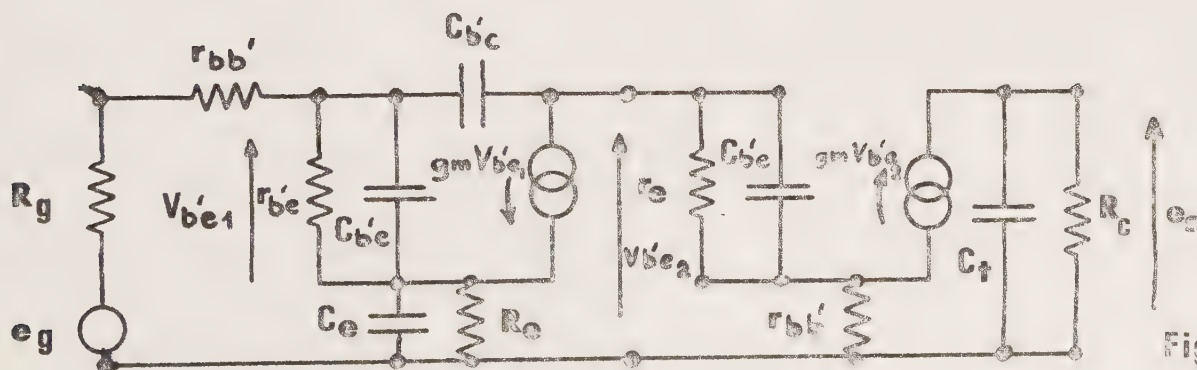


Fig 45

B I B L I O G R A P H I E

- (1) B. PICINBONO
Thèses de Doctorat (Alger 1960)
- (2) A. BLANC-LAPIERRE
Modèles statistiques pour l'étude de phénomènes de fluctuations
(Maasson) Chapitre I
- (3) LEWIS and WELLS
Millimicrosecond pulse technique (Pergamon press) chap. 6
- (4) FISHER and Yates
Statistical tables (Oliver and Boyd Ltd)
- (5) R. BORCHI
Thèse de 3ème cycle (Lyon 1963)
- (6) L.J. GIACOLETTO
R.C.A. Review (15 déc 1965) p. 506
- (7) M. SCHNEIDER J.M. COLLI
Colloque international sur les semi-conducteurs (Paris 1961) vol.2-P.273
- (8) M.S. GHAUSI
IRE Trans. (C.T./8, 4 - 1961 p. 448)
- (9) R.P. ABRAHAM
IRE Solid State Convention Record (Fev 1959)
- (10) V.G.K. REDDI
S.G.S. Fairchild B.A.S. 8
- (11) C.W. WILLIAMS - J.H. NEILER
IRE Trans. (N.S./9,5 - 1962) p. 1
- (12) H. VERWEIJ
C.E.R.N. 62-63 (1962)
- (13) J.J. SAMUELI - G. ESPI - A. SARAZIN
Onde Electrique (441 - déc. 63) p. 1256
- (14) E. BALDINGER - A. ST MMEN
Zeitschrift für angewandte Mathematik und Physik (vol 15, 1964) p. 71
- (15) V. H. GRINICH
Trans. IRE Vol BTR 2 - Oct 1956) p. 53

- (16) R.S. PEPPER - D.O. PEDERSON
Electronics (déc. 1960) p. 68
 - (17) E.G. NIELSEN
Proc of the IRE (Jul 1957) p. 957
 - (18) J.W. HALLIGAN
Philco ALR 640
 - (19) ALBERIGI - QUARANTA - H. MARTINI
Nucl. I. and Methods (25 - 1963) p. 125
 - (20) R. BORCHI - R. BERLAND
Onde Electrique (446 mai 1964 p. 530)
 - (21) W.G. MAGNUSON
IEEE Trans. On instr. and Meas. (sept. 1963) p. 56
 - (22) J.J. SAMUELI - A. SARAZIN - J. GUYON
Nucl. I. and Meth (26 Feb 1964) p. 71
 - (23) R. RUSCHER
Thèse de 3ème cycle (Strasbourg 1963)
 - (24) C.L. RUTHROFF
Proc. of the IRE (aug , 1959) p. 1337
 - (25) S. GORODETZKY - A. NUSER - J. ZEN - R. AMBRUSTER
Nucl. I. and Methods (17 dec 1962) p. 353
 - (26) H.H. KENDALL
L.R.L. Symposium(Feb 1959)
 - (27) J. MILMAN - T.H. PUCKETT
Proc. of the IRE (jan 1955) p. 29
 - (28) G.I. ALON - R. AMBRUSTER - J.J. SAMUELI
Onde Electrique (446 mai 1964) p. 495
 - (29) J. HEBENSTREIT
Onde Electrique (40 - 1960) p. 842
 - (30) P. BENETEAU
SGS Fairchild - AR 104
 - (31) G. BRUUN
Proc of the IRE (44, nov. 1956) p. 1561
 - (32) J.A. EKISS
Philco ALP 549
-

TABLE DES MATIERES

- 0 - 0 -

	Pages
<u>INTRODUCTION</u>	1
<u>PREMIERE PARTIE : L'ECHANTILLONNAGE</u>	
<u>CHAPITRE I</u>	Détermination expérimentale de la densité de probabilité à 1 dimension d'une fonction aléatoire stationnaire 2
<u>CHAPITRE II</u>	Techniques d'échantillonnage 5 A) Par intégration B) Par charge crête
<u>CHAPITRE III</u>	Description des échantillonneurs 10
<u>DEUXIEME PARTIE : REALISATION</u>	
<u>CHAPITRE IV</u>	Les amplificateurs 12 A) Etude Théorique B) Réalisation
<u>CHAPITRE V</u>	Les générateurs d'impulsions 25 A) Impulsions larges B) Impulsions étroites
<u>CHAPITRE VI</u>	Les portes et les étages de sortie 30 A) Montage 1 B) Montage 2
<u>CHAPITRE VII</u>	Caractéristiques générales 36
<u>CONCLUSION</u>	37
<u>ANNEXE</u>	38
<u>BIBLIOGRAPHIE</u>	47

Vu :

Les membres du Jury

R. BERNARD

G. MESNARD

R. ARNAL

Vu et approuvé :

Le doyen de la Faculté des Sciences

J. BRACONNIER

Vu et accordé le permis d'imprimer

Lyon, le juin 1965

Le Recteur

Président du Conseil de l'Université

P. LOUIS

